www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

13e JAARGANG No. 7, blz. 181-212 JULI 1951

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELENDE TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN
SAMENHANGENDE MET DE PRODUCTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

REDACTIE: NATUURKUNDIG LABORATORIUM DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, EINDHOVEN

INHAALBUIZEN VOOR 100 TOT 1000 WATT CONTINU VERMOGEN

door B. B. van IPEREN. 621.385.831:621.396.615.142.026.443

Bij het opwekken van decimeter- en centimetergolven heeft men een grote sprong voorwaarts gemaakt door de in zendbuizen toegepaste directe dichtheidsmodulatie van de electronen te vervangen door een snelheidsmodulatie, die verderop in de buis tot een dichtheidsmodulatie leidt. Voor de wisselwerking tussen het electrische veld en de electronen, die zich bij buizen volgens de klassieke constructie over afstanden van tiende delen van een millimeter moet voltrekken, beschikt men bij toepassing van snelheidsmodulatie over afstanden van centimeters. Deze ruime constructie maakt het mogelijk aanzienlijk grotere vermogens op te wekken. In dit artikel wordt aangetoond hoe men op deze manier bij inhaalbuizen voor 3 tot 15 cm golflengte kan komen tot continu afgegeven vermogens van 100 tot 1000 watt.

Voor het opwekken en versterken van centimetergolven beschikt men tegenwoordig over verscheidene speciale buistypen. Naast de speciaal voor dit gebied geconstrueerde trioden — zg. disk-seal-trioden, waarin directe dichtheidsbesturing van de electronenstroom plaats vindt — noemen we de inhaalbuis [1]), het reflectieklystron en de multireflectiebuis [2]), en de lopende-golfbuis [3]), waarin aan de electronen een snelheidsmodulatie wordt gegeven, die later een dichtheidsmodulatie ten gevolge heeft. Ook in het magnetron wordt dit principe, zij het op wat ingewikkelder wijze, toegepast [4]). Terwijl al deze buizen als oscillator kunnen worden gebruikt, lenen de disk-seal-triode, de inhaalbuis en de lopende-golfbuis zich ook goed voor het gebruik als versterker.

Welke buis men zal toepassen hangt geheel af van de eisen die men voor een bepaald doel aan de buis stelt. Bij de oscillatorbuizen, waartoe we ons in dit artikel hoofdzakelijk beperken, is het zo, dat men voor kleine vermogens (tot bijv. 1 watt) gebruik maakt van reflectieklystrons, wegens hun betrekkelijk eenvoudige constructie en bediening, terwijl soms ook disk-seal-trioden en speciale typen inhaalbuizen worden toegepast. Voor de zeer grote vermogens (10 tot 1000 kW), welke alleen in korte impulsen worden opgewekt, gebruikt men tot nu toe vrijwel uitsluitend magnetrons.

Grotere continue vermogens kan men ook wel met magnetrons opwekken, maar deze buizen zijn moeilijk afstembaar, terwijl bovendien de verhitting van de kathode door terugkerende electronen tot instabiliteit kan leiden. Voor dit doel bestaan echter andere geschikte buizen, bijv. de multireflectiebuis en de inhaalbuis.

De principes van de inhaalbuis zijn reeds eerder uitvoerig in dit tijdschrift behandeld [1]). Er werd toen reeds op gewezen dat de daar gegeven theorie slechts globaal de werking van de buis verklaart. In dit artikel zal, na een korte herinnering aan het principe van de buis, nader worden ingegaan op de practische verwezenlijking ervan en op enkele theoretische aspecten welke bij de constructie van de buizen van belang zijn.

---

[1]) Voor een behandeling van de principes van de inhaalbuis zie men F. M. Penning, Inhaalbuizen, Philips techn. T. **8**, 214-224, 1946.

[2]) F. Coeterier, De multireflectiebuis, een nieuwe oscillator voor zeer korte golven, Philips techn. T. **8**, 257-267, 1946.

[3]) R. Kompfner, Wireless World **52**, 369-372, 1946. Voor de werking van deze buis als oscillator zie men ook: B. B. van Iperen, De spiraal als trillingskring voor het opwekken van zeer hoge frequenties, Philips techn. T. **11**, 225-235, 1949.

[4]) Een overzicht van de werking der verschillende moderne buizen voor centimetergolven vindt men in een artikel van F. M. Penning, Transmitting valves for decimetre and centimetre waves, Communication News **10**, 109-118, 1950.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Elementaire theorie

Een uiteenzetting van het principe van de inhaalbuis kan het beste geschieden aan de hand van het schema van *fig. 1*. Hierin is een electronenbundel beschouwd welke achtereenvolgens twee roosterparen *a-b* en *c-d* passeert. De snelheid waarmee de electronen bij het rooster *a* aankomen zij v_0, en de spanning, nodig om hun deze snelheid te geven, V_0. Wordt nu tussen de twee roosters *a* en *b* (de modulatieruimte) een wisselspanning $V_1 \sin \omega t$ aangebracht, dan krijgt ieder electron, afhankelijk van het tijdstip waarop het dit roosterpaar passeert, een versnelling of een vertraging.

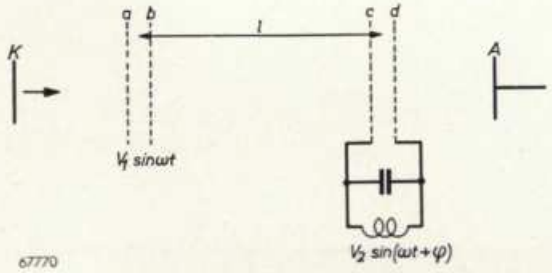


Fig. 1. Principeschema van de inhaalbuis. De electronen welke de kathode *K* verlaten, komen met snelheid v_0 aan bij de modulatieruimte, die begrensd wordt door de roosters *a* en *b*, waartussen een wisselspanning is aangebracht. Hierdoor wordt de electronenbundel in snelheid gemoduleerd, zodat in de inhaalruimte tussen de roosters *b* en *c* een dichtheidsmodulatie in de bundel ontstaat. Bij het passeren van de inductieruimte, tussen de roosters *c* en *d*, geeft de bundel aan de hiermede gekoppelde inductorkring energie af. De electronen worden ten slotte opgevangen door de anode *A*.

In de inhaalruimte, tussen de roosters *b* en *c*, die op een behoorlijke afstand van elkaar zijn opgesteld, hebben later vertrokken, tussen *a* en *b* versnelde electronen gelegenheid eerder vertrokkene, doch door het roosterpaar *a-b* vertraagde electronen in te halen, aan welk verschijnsel de buis zijn naam dankt. Het gevolg van dit effect is, dat de electronenstroom, die bij *a-b* constant in de tijd was, verderop periodieke variaties vertoont met de grondfrequentie ω. Bij het passeren van de inductieruimte tussen het roosterpaar *c-d*, induceert nu de wisselstroomcomponent in de bundel een even grote wisselstroom in de met de roosters *c* en *d* verbonden kring (de inductorkring). Is deze kring afgestemd dicht bij de frequentie ω, zodat hij voor deze frequentie een grote impedantie heeft, dan geeft de bundel energie af aan de kring. De buis werkt dan als versterker. Om de spanning tussen de roosters *a* en *b* met zo weinig mogelijk energieverlies op te wekken, is het nodig ook deze roosters te verbinden met een afgestemde kring (modulatorkring). Koppelt men deze kring electromagnetisch met de inductorkring, dan verkrijgt men een oscillator.

Daar we in het bijzonder zullen spreken over oscillatorbuizen, is vooral van belang het rendement dat met een opstelling als hierboven werd besproken kan worden verkregen. Men moet hierbij onderscheid maken tussen het electronische rendement η_e, d.i. het gedeelte van het aan de buis toegevoerde gelijkstroomvermogen dat in hoogfrequentvermogen wordt omgezet, en het totale rendement η_t, dat op soortgelijke wijze is gedefinieerd, maar waarbij van het opgewekte hoogfrequentvermogen eerst de verliezen in de modulator- en de inductorkring worden afgetrokken.

We onderstellen eerst dat de kringverliezen te verwaarlozen zijn. We hebben dan alleen te maken met het electronische rendement, en dit kan voor een opstelling als die van fig. 1 op vrij eenvoudige wijze worden berekend. Men vindt:

$$\eta_e = -\frac{V_2}{V_0} \sin(2\pi\xi + \varphi) \cdot J_1(\pi a \xi) \quad . \quad . \quad (1)$$

Hierin is V_2 de amplitude van de wisselspanning tussen de inductorroosters, φ het fazeverschil tussen V_2 en de wisselspanning V_1 tussen de modulatorroosters, $a = V_1/V_0$ de modulatiediepte, ξ het aantal perioden van de hoogfrequente wisselspanning dat een electron met snelheid v_0 nodig heeft om de afstand van modulator tot inductor af te leggen, en J_1 is de Bessel-functie van de eerste soort en de eerste orde.

Formule (1) kan als volgt worden afgeleid. We beschouwen een electron dat op een tijdstip t_1 de modulatorroosters passeert. Na het passeren heeft het de energie

$$eV = eV_0 + eV_1 \sin \omega t_1 = eV_0 (1 + a \sin \omega t_1), \quad . \quad (2)$$

waarin e de lading van het electron is. Noemen we v_0 en v_1 de snelheid van het electron vóór en na het passeren der roosters, dan is $eV_0 = \frac{1}{2} m v_0^2$ en $eV = \frac{1}{2} m v_1^2$. Dit, ingevuld in (2), geeft:

$$v_1 = v_0 (1 + a \sin \omega t_1)^{\frac{1}{2}}.$$

Noemen we de tijd van aankomst van het electron bij het tweede roosterpaar t_2 en de afstand tussen de roosterparen l, dan is

$$t_2 = t_1 + \frac{l}{v_0} (1 + a \sin \omega t_1)^{-\frac{1}{2}}.$$

We stellen nu $a \ll 1$, dwz. de modulatiediepte klein; we mogen dan schrijven:

$$t_2 = t_1 + \frac{l}{v_0} (1 - \tfrac{1}{2} a \sin \omega t_1). \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Is de wisselspanning over de inductorroosters $V_2 \sin(\omega t + \varphi)$, dan verliest het electron bij het passeren van deze roosters de energie

$$E = -eV_2 \sin(\omega t_2 + \varphi),$$

welke energie dus aan de inductorkring wordt afgegeven in de vorm van oscillatie-energie. Invullen van (3) in deze uit-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

drukking geeft voor de door het electron afgegeven energie:

$$E = -eV_2 \sin\left(\omega t_1 + \varphi + \frac{\omega l}{v_0} - \frac{\omega l a}{2v_0} \sin \omega t_1\right) \quad . \quad . \quad (4)$$

Om nu de totale hoeveelheid energie te krijgen die per seconde aan de inductorkring wordt afgegeven, moet de gevonden waarde van E worden gesommeerd over alle in een tijdsinterval van één seconde passerende electronen. Het door de bundel afgegeven vermogen is dus:

$$P_{\text{tot}} = -i_0 V_2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin\left(\omega t_1 + \varphi + \frac{\omega l}{v_0} - \frac{\omega l a}{2v_0} \sin \omega t_1\right) \mathrm{d}(\omega t_1)$$

$$= -i_0 V_2 \sin\left(\varphi + \frac{\omega l}{v_0}\right) \mathrm{J}_1\left(\frac{\omega l a}{2v_0}\right).$$

Hierin is i_0 de stroomsterkte in de bundel.

Nu is $\omega l/v_0 = 2\pi\xi$, en daar $i_0 V_0 = P_0$ het ingaand vermogen s, vinden we voor het electronisch rendement:

$$\eta_e = \frac{P_{\text{tot}}}{P_0} = -\frac{V_2}{V_0} \sin(2\pi\xi + \varphi)\, \mathrm{J}_1(\pi a \xi).$$

De in verg. (1) voorkomende grootheden willen we nu zo kiezen dat η_e maximaal wordt. Hiertoe moeten we aan de volgende voorwaarden voldoen:
1) $\mathrm{J}_1(\pi a\xi)$ moet maximaal zijn. Dit is het geval voor $\pi a\xi = 1{,}84$, waarbij $\mathrm{J}_1(\pi a\xi) = 0{,}58$ wordt.
2) V_2/V_0 moet maximaal zijn. Dit komt er op neer dat we deze breuk gelijk aan 1 moeten maken, daar voor $V_2 > V_0$ sommige electronen bij de inductorroosters geheel zouden worden teruggestuurd. In dit geval geldt de bovenstaande theorie niet meer; nadere beschouwing leert dat dan het rendement sterk daalt.
3) $\sin(2\pi\xi + \varphi) = -1$, dus, als n een geheel getal is: $2\pi\xi + \varphi = (n - \frac{1}{4})\, 2\pi$, waaruit volgt: $\xi = n - \frac{1}{4} - \varphi/2\pi$.

Is aan deze drie voorwaarden voldaan, dan wordt het rendement 58%.

We lichten de genoemde voorwaarden nog iets nader toe. Aan (3) kan men steeds gemakkelijk voldoen, daar men ξ iedere gewenste waarde kan geven door de beginsnelheid v_0 der electronen goed te kiezen. Uit voorwaarde (1) volgt: $a = V_1/V_0 = 1{,}84/\pi\xi$, waardoor de waarde van de modulatiespanning wordt vastgelegd. Verder is het afgegeven vermogen $P_{\text{tot}} = V_2^2/2Z$, indien Z de impedantie tussen de inductorroosters voorstelt. Is $P_0 = i_0 V_0$ (i_0 is de stroom in de bundel) het ingaand vermogen, dan is in het ideale geval — waarin volgens (2) geldt dat $V_2 = V_0$ is — het afgegeven vermogen $P_{\text{tot}} = 0{,}58\, P_0$, zodat men Z de waarde $V_0^2/1{,}16\, P_0 = V_0/1{,}16\, i_0$ moet geven. Voor het geval van een versterker kan men dus door juiste keuze van V_1, V_0 en Z het maximale hoogfrequentvermogen aan de electronenbundel onttrekken.

In een oscillatorbuis daarentegen kan men de waarde van V_1 niet direct regelen. Hier bereikt men de optimale instelling door een juiste keuze van de terugkoppelfactor, d.i. de verhouding $K = V_1/V_2$, welke men wel in de hand heeft, zoals in het vervolg nog zal blijken. Voor instelling op maximaal electronisch rendement is weer in het ideale geval $V_2 = V_0$. Dan vindt men dus: $K = V_1/V_2 = V_1/V_0 = a = 1{,}84/\pi\xi$.

In de practijk is het echter niet te doen om het maximale electronische rendement, maar om het maximale totale rendement. De verliezen in de modulator- en de inductorkring veroorzaken in de eerste plaats dat het totale rendement η_t kleiner is dan het electronische rendement η_e. Hebben de modulator en de inductor dezelfde impedantie Z_k, dan zijn de kringverliezen $(V_1^2 + V_2^2)/2Z_k$. Het is dus voor het verkrijgen van een hoog totaal rendement van belang, de waarde van Z_k zo groot mogelijk te maken.

Bovendien behoeft het maximum van η_t niet bij dezelfde waarde van de terugkoppelfactor K op te treden als het maximum van η_e.

Dit ziet men gemakkelijk in, als men de voorwaarde nagaat waaronder de buis juist begint te oscilleren. In dat geval is het door de bundel afgegeven vermogen juist gelijk aan de kringverliezen, dus

$$i_0 V_2 \mathrm{J}_1(\pi a\xi) = (V_1^2 + V_2^2)/2Z_k,$$

en daar bij kleine amplitude $\mathrm{J}_1(\pi a\xi) \approx \frac{1}{2}\pi a\xi$, wordt dit:

$$\tfrac{1}{2} i_0 V_2 \left(\pi\xi \frac{V_1}{V_0}\right) = V_2^2 \frac{1 + K^2}{2Z_k},$$

of

$$i_0 = \frac{1 + K^2}{K} \frac{V_0}{\pi\xi Z_k}.$$

Deze uitdrukking is minimaal voor $K = 1$, waarbij dan

$$i_0 = \frac{2V_0}{\pi\xi Z_k}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Voor $K = 1$ is dus de stroom waarbij de buis begint te oscilleren het kleinst. Juist boven deze door (5) bepaalde minimale stroomsterkte oscilleert de buis dus alleen indien $K = 1$ wordt gekozen, bij welke waarde in dit geval dus tevens het (hier zeer kleine) totale rendement maximaal is. Voor de waarde van K waarbij het electronische rendement maximaal is vonden we daarentegen: $K = 1{,}84/\pi\xi$, hetgeen gewoonlijk veel kleiner dan 1 is. In het algemeen zal de waarde van K voor maximaal totaal rendement tussen 1 en $1{,}84/\pi\xi$ in liggen.

Regeling van de terugkoppeling

Het regelen van de terugkoppelfactor — de grootheid $K = V_1/V_2$ — van twee gekoppelde kringen is niet een speciaal probleem van de inhaalbuis, maar komt ook voor bij triode-oscillatoren die met twee afgestemde L-C-kringen werken. Het gedrag

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

van zulke systemen is reeds uitvoerig bestudeerd [5]), maar daar het regelen van de terugkoppelfactor minder algemeen bekend is, willen wij deze kwestie hieronder in het kort uiteenzetten.

We nemen aan, dat de modulator- en de inductorkring inductief met elkaar zijn gekoppeld (*fig. 2*) door de wederzijdse inductie M. Zoals in de radiotechniek welbekend is, hangt het gedrag van zulk een systeem af van de koppelingsgraad $f = M/\sqrt{L_1 L_2}$ (wel te onderscheiden van de hierboven ingevoerde terugkoppelfactor K), van de kwaliteiten Q_1 en Q_2, en van de twee eigen frequenties ω_1 en ω_2 der twee kringen afzonderlijk. Voor het geval dat ons interesseert mogen we voorlopig aannemen dat $1/Q_1 = 1/Q_2 = \delta$, terwijl we verder onderstellen dat $\delta \ll f \ll 1$:

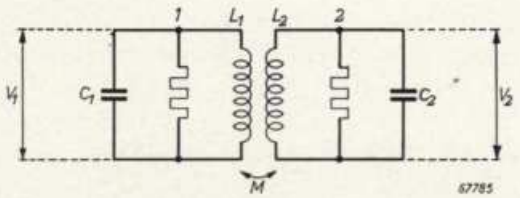


Fig. 2. Twee inductief gekoppelde kringen, die schematisch de modulatorkring (*1*) en de inductorkring (*2*) van een als oscillator gebruikte inhaalbuis weergeven. Door een juiste keuze van het verschil tussen de eigen frequenties der beide kringen kan men iedere gewenste waarde van de terugkoppelfactor V_1/V_2 instellen, mits de koppelingsgraad $f = M/\sqrt{L_1 L_2}$ tussen de kringen voldoende groot is.

We beschouwen nu drie gevallen:

1) De eigen frequenties der twee kringen zijn gelijk, dus $\omega_1 = \omega_2$.

2) Het relatieve verschil tussen de eigen frequenties is zeer groot ten opzichte van de koppelingsgraad, dus $|\omega_1 - \omega_2|/\omega_1 \gg f$.

3) Het relatieve verschil tussen de eigen frequenties is van dezelfde orde van grootte als de koppelingsgraad.

Voor het geval $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ heeft het systeem twee eigen frequenties: $\omega_a = \omega_0 (1 + f)$ en $\omega_b = \omega_0 (1 - f)$. Bij de frequentie ω_a zijn de spanningen V_1 en V_2 in faze, dus $\varphi = 0$, bij de frequentie ω_b in tegenfaze ($\varphi = 180°$). Verder volgt uit symmetrie-overwegingen dat in beide gevallen $V_1 = V_2$ is, dus de terugkoppelfactor $K = 1$. Schematisch kan men dit voorstellen als in *fig. 3* is gedaan.

In het tweede geval, $|\omega_1 - \omega_2|/\omega_1 \gg f$, zijn er ook twee eigen frequenties, welke nu echter bijna gelijk zijn geworden aan de eigen frequenties van ieder der kringen afzonderlijk. Bij de eigen frequentie $\omega_a \approx \omega_1$ wordt V_1 groot, terwijl de tweede kring slechts zwak meetrilt, dus V_2 klein blijft ($K \gg 1$).

[5]) Zie bijv. B. D. H. Tellegen, T. Ned. Radiog. **10**, 147-171, 1943, of Philips Res. Rep. **2**, 1-19, 1947.

Bij de andere eigen frequentie, $\omega_b \approx \omega_2$, is het juist omgekeerd ($K \ll 1$). De fazebetrekkingen blijven hierbij dezelfde als in het eerste geval. Schematisch is dit geval voorgesteld in *fig. 4*.

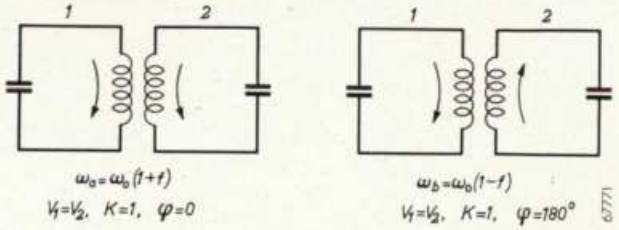


Fig. 3. Schematische aanduiding van de wijze van trilling van het systeem volgens fig. 2, voor het geval dat beide kringen op dezelfde frequentie zijn afgestemd. Bij de hoogste der twee optredende eigen frequenties zijn de twee kringen in faze, bij de andere in tegenfaze. In beide gevallen is de terugkoppelfactor K gelijk aan 1.

In het geval van de inhaalbuis moet gewoonlijk $K < 1$ zijn, maar niet zeer klein. Dit kunnen we bereiken door voor $|\omega_1 - \omega_2|$ een waarde te kiezen tussen de besproken extreme gevallen in. Daarmee komen we terecht bij het hierboven genoemde derde geval, waarin $|\omega_1 - \omega_2|/\omega_1$ dezelfde orde van grootte heeft als f. Hoe K afhangt van de verstemming $(\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$ tussen de twee kringen, is te zien in *fig. 5*. Hieruit blijkt dat we iedere gewenste waarde van K kunnen bereiken door een geschikte keuze van $\omega_1 - \omega_2$ (mits voldaan is aan de bovengenoemde voorwaarde dat de koppelingsgraad f groot is ten opzichte van $1/Q = \delta$).

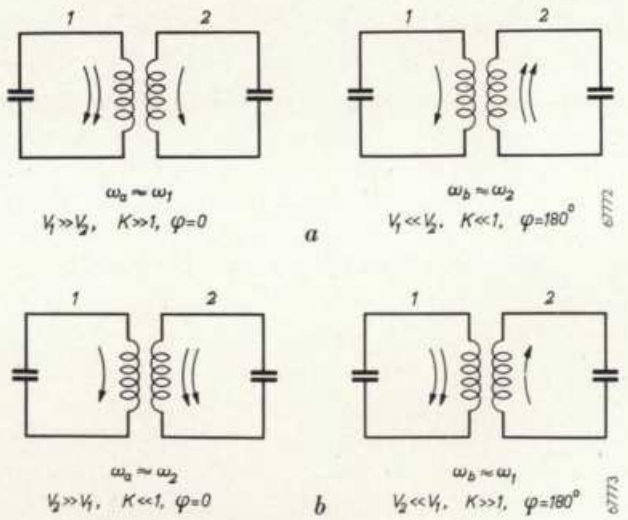


Fig. 4. Schematische voorstelling van de trillingswijze van het systeem volgens fig. 2, indien de kringen een groot verschil in eigen frequentie hebben. Ook nu zijn er twee eigen frequenties, doch bij een dezer eigen frequenties is $K \gg 1$ (zeer grote terugkoppelfactor), terwijl bij de andere eigen frequentie $K \ll 1$ is (zeer kleine terugkoppelfactor). In geval (*a*) is de eigen frequentie van de eerste kring veel groter dan die van de tweede, in geval (*b*) is ze veel kleiner.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

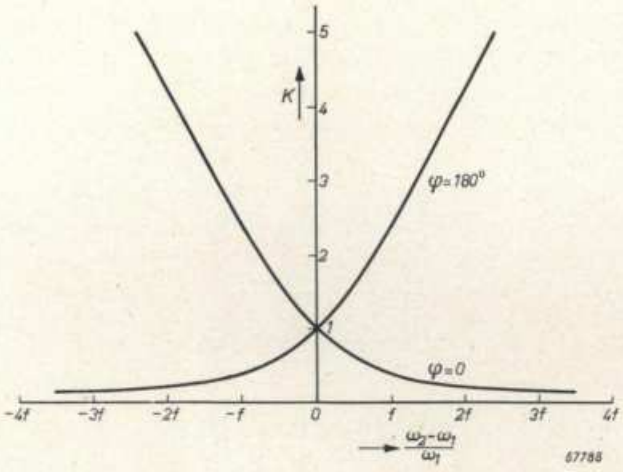


Fig. 5. Het verband tussen de terugkoppelfactor K en de verstemming der kringen, voor het systeem van fig. 2. Bij iedere waarde van de relatieve verstemming $(\omega_2 - \omega_1)/\omega_1$ zijn er twee eigen frequenties, corresponderend met de twee krommen in de figuur. Als bij de ene trillingswijze, bijv. die waarbij de kringen in faze zijn ($\varphi = 0$), K groter is dan 1, is bij de andere trillingswijze ($\varphi = 180°$) K kleiner dan 1, en omgekeerd. f is de koppelingsgraad tussen de kringen.

Algemene principes voor de constructie

De hierboven gegeven beschouwingen zijn nuttig voor het algemene inzicht in de werking van de inhaalbuis. Bij de toepassing van het principe voor het opwekken van energie van zeer kleine golflengte blijkt echter het schema waarvan we uitgingen geheel onvoldoende, daar men rekening moet houden met factoren die hierin nog niet zijn opgenomen. We kunnen dit het best toelichten door eerst op de practische constructie van de inhaalbuis nader in te gaan.

Zouden we, zoals werd aangenomen, roosters gebruiken in de bundel, dan zouden deze slechts een kleine oppervlakte kunnen hebben, daar zij een capaciteit in de trillingskring vormen die de resonantie-impedantie ongunstig beïnvloedt. Door het electronenbombardement kunnen deze roosters gloeiend worden, zodat het ingangsvermogen zeer beperkt moet blijven. We kiezen daarom voor grote vermogens bij voorkeur een oplossing waarbij elk roosterpaar is vervangen door twee in elkaars verlengde opgestelde holle cylinders, waartussen zich een spleet, de modulatorspleet resp. de inductorspleet, bevindt. Voorts worden als trillingskringen trilholten gebruikt van zodanige vorm en materiaal dat de impedantie een zo hoog mogelijke waarde bereikt.

Aan de buis moeten ook nog een aantal andere eisen gesteld worden. In de eerste plaats dient men de eigen frequentie van de trilholten te kunnen variëren, daar men liefst een buis met regelbare frequentie heeft en het bovendien, zoals we zagen, met het oog op de instelling van de waarde van de terugkoppelfactor K noodzakelijk is, de eigen frequenties van de beide trilholten ten opzichte van elkaar te kunnen instellen. Voor het bereiken van een zo groot mogelijk vermogen is het verder gewenst de buis intensief te koelen.

Deze laatste eisen leiden er toe de buis zodanig te construeren dat de wand der trilholten tevens als wand van de buis dienst doet. In *fig. 6* is een

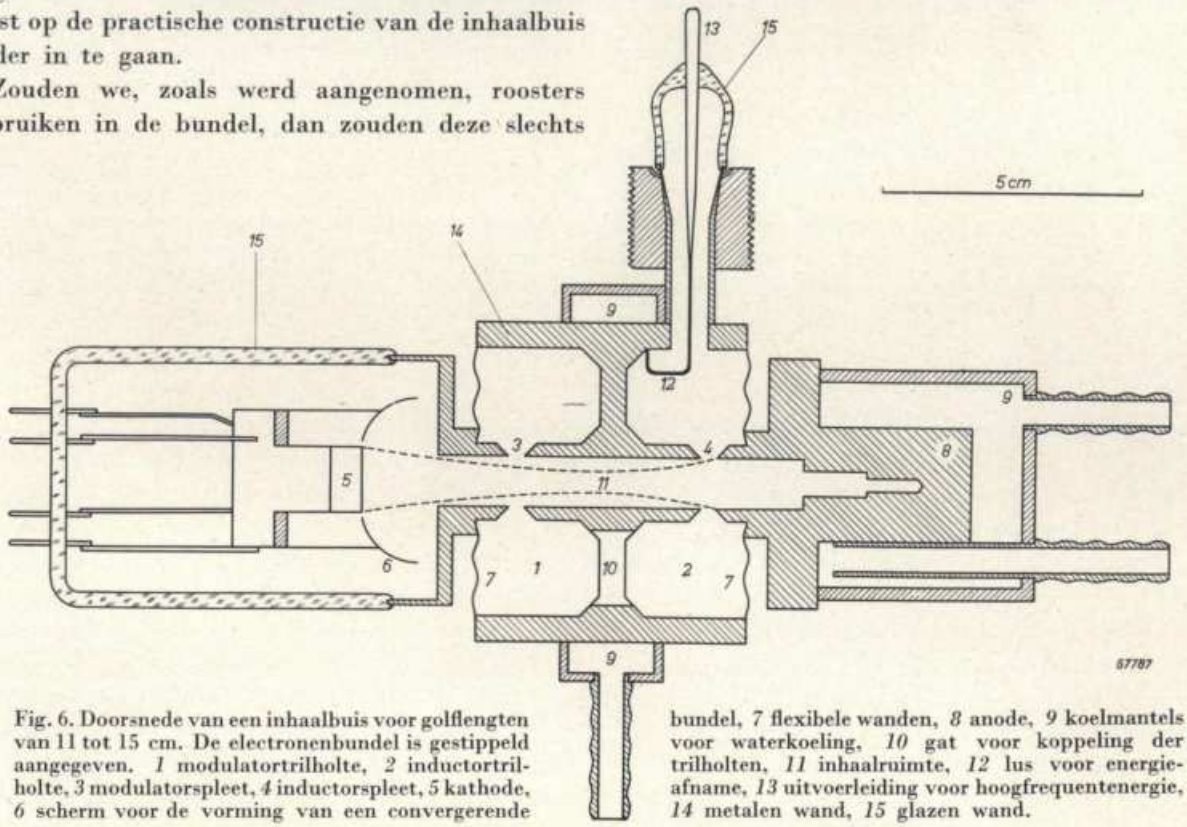


Fig. 6. Doorsnede van een inhaalbuis voor golflengten van 11 tot 15 cm. De electronenbundel is gestippeld aangegeven. *1* modulatortrilholte, *2* inductortrilholte, *3* modulatorspleet, *4* inductorspleet, *5* kathode, *6* scherm voor de vorming van een convergerende bundel, *7* flexibele wanden, *8* anode, *9* koelmantels voor waterkoeling, *10* gat voor koppeling der trilholten, *11* inhaalruimte, *12* lus voor energieafname, *13* uitvoerleiding voor hoogfrequentenergie, *14* metalen wand, *15* glazen wand.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

doorsnede (schematisch) van een buis volgens deze constructie gegeven. Voor een gedetailleerde toelichting verwijzen we naar het onderschrift. De vorm van de electronenbundel is gestippeld aangegeven. De eigen frequentie der trilholten kan worden gevarieerd door de breedte der spleten te veranderen, hetgeen mogelijk is doordat een der zijwanden van ieder der trilholten dun en daardoor flexibel is gemaakt. Daar de spleetranden een groot deel van de capaciteit der trilholte vormen, kan door een vrij kleine verandering van de spleetbreedte reeds een behoorlijke golflengteverandering worden verkregen.

Effecten waarmee in de elementaire theorie geen rekening is gehouden

Zoals we gezien hebben, voorspelt de eenvoudige theorie onder bepaalde onderstellingen een rendement van 58%, als we tenminste even afzien van de verliezen in de trilholten, welke verliezen in practische gevallen vrij groot kunnen zijn. Het blijkt echter niet eenvoudig, bij een buis van de hierboven beschreven constructie de in de elementaire theorie onderstelde omstandigheden met goede benadering te realiseren. Om dit duidelijk te maken gaan we thans wat nader in op de wijze waarop de electronen zich bewegen, en op de wisselwerking tussen de electronenbundel en het electromagnetische veld.

Invloed van de onderlinge afstoting der electronen

Tot nu toe hebben we ondersteld dat de electronen zich in rechte banen bewegen. Dit is inderdaad bij goede benadering te verkrijgen door een zeer sterk magneetveld in de richting der electronenbaan aan te brengen. Een dergelijke oplossing is echter nogal onpractisch, en wij geven daarom de voorkeur aan een buis zonder magnetisch veld. Een bundel electronen welke oorspronkelijk evenwijdig is, zal dan door de onderlinge afstoting der electronen gaan divergeren, en wel des te sterker naarmate bij een bepaalde electronensnelheid de stroomsterkte groter is. Heeft men dus een cylindrische pijp van gegeven lengte en diameter, dan zal hierdoor, bij een bepaalde beginsnelheid der electronen, een grens worden gesteld aan de stroom die men door de pijp kan zenden zonder dat electronen op de wand van de pijp verloren gaan.

Beter kan men daarom uitgaan van een convergente electronenbundel. Een convergente bundel bereikt op een zeker punt een minimale diameter en divergeert daarna; uit de theorie volgt, dat de vorm van de bundel symmetrisch is ten opzichte van dit minimum. Men ziet gemakkelijk in dat men door een gegeven pijp een bundel met een zo groot mogelijke divergentie (c.q. stroomsterkte) kan sturen wanneer de minimale diameter van de bundel midden in de pijp valt (*fig. 7*). Verder volgt uit de theorie dat de maximale stroom welke op deze wijze de pijp kan passeren evenredig is met het kwadraat van de verhouding van pijpdiameter tot pijplengte.

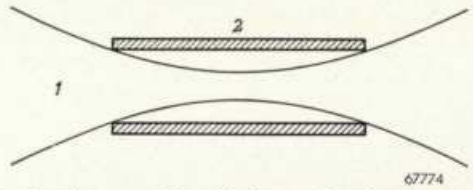


Fig. 7. Een electronenbundel die aan het begin convergent is, bereikt als gevolg van de onderlinge afstoting der electronen een minimale diameter en divergeert daarna. De vorm van de bundel is symmetrisch ten opzichte van het minimum. Stuurt men de bundel door een ronde pijp van bepaalde lengte en diameter, dan kan men de bundel de grootste divergentie (stroomsterkte) geven zonder dat er electronen op de wand terecht komen, indien men er voor zorgt dat de minimumdiameter van de bundel midden in de pijp komt te liggen. *1* = electronenbundel. *2* = ronde pijp.

Dat het gewenst is bij gegeven spanning een zo groot mogelijke bundelstroom te hebben, blijkt uit de boven geschetste theorie. Immers, om de vereiste spanningen over modulator- en inductorkring te onderhouden moeten we in de eerste plaats het aan de kringverliezen beantwoordende vermogen opbrengen, en dit zijn we kwijt. Vergroten we nu de stroomsterkte, dan is de hierdoor ontstane vermeerdering van het door de bundel afgegeven hoogfrequentvermogen geheel tot onze beschikking. Het rendement van de buis wordt dus bij toenemende stroomsterkte hoger.

Invloed van het spleetveld op de electronenbanen

Het divergeren van de bundel is niet de enige beperking van de stroomsterkte. De afbuigende werking van het hoogfrequente veld in de modulatorspleet veroorzaakt dat we nog een stuk beneden de zojuist genoemde grens moeten blijven. Om dit te verklaren willen we nagaan wat er gebeurt wanneer de buis oscilleert en de electronen dus het hoogfrequente wisselveld van de modulatorspleet passeren. Voor het gemak nemen we aan dat vóór het modulatorveld de bundel evenwijdig is. We beschouwen nu een electron welks baan op zekere afstand van de as van de buis ligt (*fig. 8*), en onderstellen dat dit het midden van het veld passeert op het moment waarop de wisselspanning tussen de spleetranden de maximale waarde heeft. De radiale kracht die dit electron ondervindt gedurende de eerste helft van het passeren van het spleetveld, is nu gelijk en tegengesteld aan die voor de tweede helft. In eerste

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

benadering ondergaat dit electron dus geen richtingsverandering (baan *1*, fig. 8). Hetzelfde geldt wanneer het hoogfrequente veld maximaal negatief is.

Stel nu echter dat het electron het midden van de spleet passeert wanneer de wisselspanning door nul gaat van versnellend naar vertragend. Gedurende de eerste helft van de tijd van wisselwerking wordt het electron nu afgebogen naar de as toe, en in de tweede helft nogmaals. Dit electron heeft dus een richtingsverandering naar de as toe gekregen (baan *2*).

Het omgekeerde geldt voor een electron dat passeert wanneer de spanning van vertragend naar versnellend door nul gaat. Dit electron wordt naar buiten afgebogen, en wel des te meer naarmate zijn baan meer aan de buitenzijde van de bundel ligt, dus naarmate het electron dichter langs de spleetranden gaat (baan *3*). De afbuiging kan gemakkelijk zo groot worden dat het electron op de wand van de inhaalruimte komt vóórdat het de inductorruimte is gepasseerd. Dit nu is een zeer ongelukkige omstandigheid, daar deze naar buiten gebogen electronen juist de nuttigste zijn. Als volgt kan men dit inzien. Electronen die even vóór het hier beschouwde electron passeerden, ondergingen

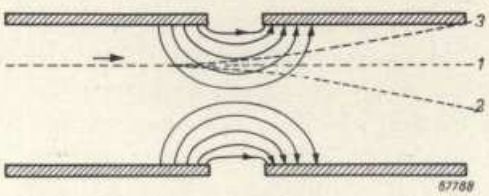


Fig. 8. Een electron dat het hoogfrequente veld in de spleet van de modulator passeert, ondergaat een afbuiging afhankelijk van het moment van passeren.
1 baan van een electron dat passeert op het moment dat het veld maximaal versnellend of vertragend is.
2 baan van een electron dat passeert op het moment dat het veld overgaat van versnellend in vertragend.
3 baan van een electron dat passeert op het moment dat het veld overgaat van vertragend in versnellend.

een snelheidsvermindering (negatieve snelheidsmodulatie), en electronen welke direct achter dit electron aan komen ondergaan een snelheidsvermeerdering. Tijdens de weg naar de inductor komen de electronen van de beschouwde groep dus steeds dichter bij elkaar en vormen een zogenaamde stroomverdichting, ook wel electronenpakket genoemd. De werkt het best wanneer deze verdichting de buis inductieruimte passeert op het moment dat de hoogfrequente spanning hier maximaal vertragend is, zodat een sterke afremming van deze electronengroep plaats vindt. Komt nu een gedeelte van deze groep electronen door de afbuiging aan de modulatorspleet op de wand van de inhaalruimte, dan is dit uiteraard schadelijk voor het rendement van de buis. Vandaar dat men moet zorgen dat de bundel ter plaatse van de modulatorspleet vrij smal is. We zullen later zien, hoe men door een bijzondere constructie van de inductorspleet verder aan de bezwaren van het hier beschouwde effect kan tegemoetkomen.

Energie-uitwisseling tussen spleetveld en electronen

Uit het bovenstaande zou volgen dat de diameter van de pijpen waardoor de electronenbundel wordt gezonden het best zo groot mogelijk kan worden gekozen, dwz. zo groot als nog te verenigen is met de constructie van een trilholte van behoorlijke impedantie bij een bepaalde frequentie.

Het blijkt echter dat we, wat deze pijpdiameter betreft, op grond van andere overwegingen zeer in onze keuze zijn beperkt. We gaan hiertoe even terug naar de elementaire theorie. We hadden daar een roosterpaar met een wisselspanning $V_1 \sin \omega t$ en bij de berekening van het electronische rendement werd ondersteld dat een electron dat op het tijdstip t_1 met energie eV_0 het roosterpaar passeert, hierna de energie $e(V_0 + V_1 \sin \omega t_1)$ heeft. Dit is slechts exact juist indien de looptijd van het electron tussen de twee roosters zeer klein is vergeleken met de trillingstijd van de hoogfrequente spanning. Is dat niet het geval, dan is de op het electron overgedragen energie steeds minder dan $eV_1 \sin \omega t$. Men kan bewijzen dat voor $V_1 \ll V_0$ de energieverandering steeds kan worden voorgesteld als $\beta e V_1 \sin \omega t_1$, waarin β een constante kleiner dan 1 is. Dit laatste geldt niet alleen indien we met het veld tussen twee roosters te maken hebben, maar ook als het electron een anders gevormd veld passeert, bijv. het hoogfrequente veld in de modulatorruimte van een buis als in fig. 6. Voor dit geval is β echter afhankelijk van de afstand der electronenbaan tot de as van de buis.

Een voorbeeld van het verloop van β vindt men in *fig. 9*. In deze figuur ziet men dat men zich voor een niet te kleine waarde van β moet beperken tot kleine buisdiameters. Het belang van een grote waarde van β kan gemakkelijk worden ingezien. Immers, wil men het electron door middel van het hoogfrequente veld een energieverandering eV_1 geven, dan heeft men hiervoor een wisselspanning V_1/β nodig, dus een vermogen $V_1^2/\beta^2 Z_k$. Iets dergelijks geldt voor de inductorspleet. We kunnen dus zeggen dat door het besproken effect de impedantie van de kringen schijnbaar een factor β^2 kleiner wordt.

Ook het feit dat β afhangt van de afstand van de electronenbaan tot de as van de buis heeft een ongunstige invloed op het rendement. De electronen

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

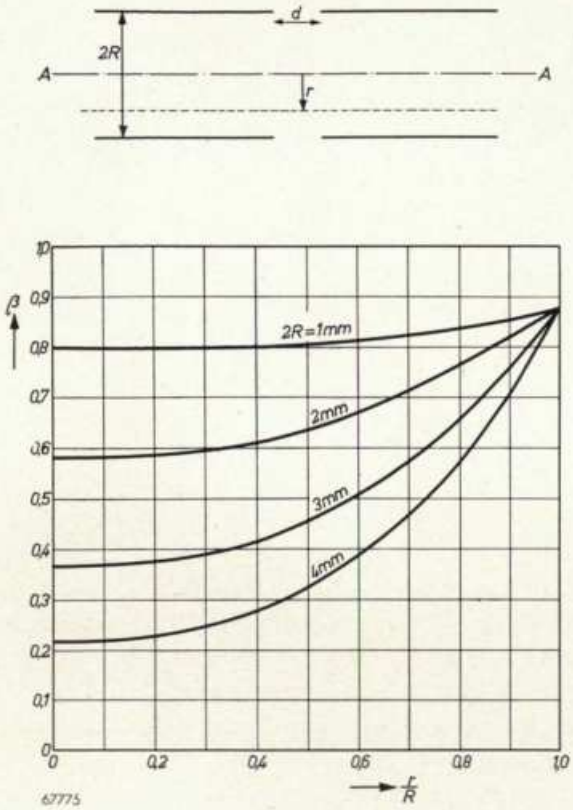


Fig. 9. Een voorbeeld van het verloop van de spleetfactor β als functie van de afstand r van de electronenbaan tot de as AA van de buis. De figuur geldt voor het geval van een versnellingspanning $V_0 = 6000$ V, een golflengte $\lambda = 3$ cm, een spleetbreedte $d = 0{,}5$ mm en verschillende pijpdiameters $2R$.

krijgen hierdoor niet alle dezelfde snelheidsmodulatie, zodat de modulatiespanning ook niet voor alle electronen uit de bundel tegelijk optimaal kan worden gemaakt. Hetzelfde geldt voor de wisselwerking met de inductor, waardoor de electronen uit het midden van de bundel steeds minder energie afgeven dan die aan de buitenzijde.

Spleetdemping

Een ander verschijnsel, dat ook door de eindige looptijd van de electronen in het hoogfrequente veld ontstaat, is de spleetdemping. Hieronder wordt het volgende verstaan. Indien een electronenbundel twee dicht bij elkaar staande roosters passeert, die een snelheidsmodulatie aan de bundel meedelen, wordt gemiddeld door het modulerende veld geen energie aan de bundel afgegeven, daar evenveel electronen versneld als vertraagd worden, terwijl de gemiddelde versnelling even groot is als de gemiddelde vertraging. Dit blijkt echter niet meer precies op te gaan indien de looptijd in het hoogfrequente veld niet zeer klein is ten opzichte van de trillingstijd. In de meeste gevallen wordt dan door de modulator een zekere hoeveelheid energie aan de bundel afgegeven. Dit is dus een demping van de modulatorkring, of wel een schijnbare verlaging van de impedantie van deze kring. Iets dergelijks hebben we aan de inductorkring.

Ten slotte merken we nog op dat in de elementaire theorie de modulatiediepte $a \ll 1$ werd ondersteld, wat in de practijk al evenmin juist is.

Ten gevolge van al deze effecten blijft het totale rendement van inhaalbuizen aanzienlijk onder de berekende waarde van 58%. We zullen hier niet verder ingaan op de vraag hoe een meer exacte theorie er zou moeten uitzien en vermelden slechts dat een totaal rendement van 25 % in de practijk als zeer bevredigend moet worden beschouwd.

Het electronenkanon

Bij de bespreking van de statische electronenbanen hebben we gezien dat een onder een bepaalde hoek convergerende bundel het oscillatorsysteem moet binnenkomen. De methode volgens welke een dergelijke bundel wordt verkregen is aangegeven door Pierce [6]) en komt in het kort op het volgende neer.

We denken ons eerst een diode bestaande uit twee concentrische bollen, waarvan de buitenste als kathode werkt. Indien men de binnenste bol een positieve spanning geeft, bewegen de uit de kathode komende electronen zich om redenen van symmetrie rechtlijnig naar de anode. We kunnen nu een rond stuk van het kathode-oppervlak in het oog vatten, waaruit dus een convergente bundel van electronen zich naar de anode beweegt (zie *fig. 10*). Nemen we de overige electronen weg, door bijv. de rest van het kathode-oppervlak niet-emitterend te maken, dan wordt de rechtlijnige beweging der electronen gestoord, want de potentiaalverdeling in de ruimte tussen kathode en anode is nu veranderd. We kunnen er nu voor zorgen dat de electronen in de uitgesneden kegel toch de oorspronkelijke rechtlijnige banen blijven beschrijven, door op een of andere manier het potentiaalverloop langs de kegelmantel weer gelijk te maken aan het oorspronkelijke potentiaalverloop. Dit laatste doet men door in de buurt van de bundel metalen schermen van een geschikte vorm aan te brengen. Deze vorm kan experimenteel worden bepaald in de electrolytische trog, maar het is ook mogelijk ze te berekenen [7]). Practisch

[6]) J. R. Pierce, J. appl. Phys. **11**, 548-554, 1940. Dat het probleem hier geheel anders ligt dan in andere buizen waarin nauwe electronenbundels worden gebruikt, zoals kathodestraalbuizen, vindt zijn oorzaak in het feit dat hier een veel grotere bundelstroom nodig is.

[7]) Volgens een methode aangegeven door E. G. Dorgelo (niet gepubliceerd).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

blijkt het voldoende indien we twee schermen gebruiken, het eerste op ongeveer kathodepotentiaal en het tweede op anodepotentiaal, terwijl de vorm van dit laatste scherm niet nauw blijkt te luisteren. Als tweede scherm fungeert daarom in de practijk de voorzijde van het oscillatorsysteem, waar de bundel binnentreedt.

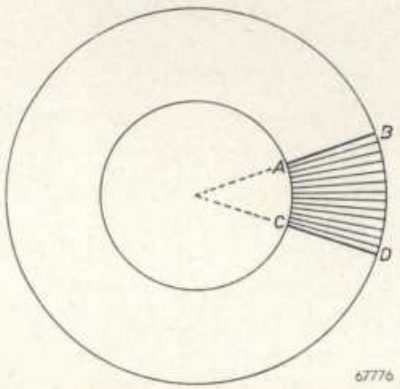


Fig. 10. In een diode bestaande uit twee concentrische bollen, waarvan de buitenste als kathode werkt, bewegen de electronen zich in rechte banen. Laat men alleen een cirkelvormig stuk *BD* van de buitenste bol electronen uitzenden, dan blijven de electronenbanen binnen de kegel *ABCD* rechtlijnig, mits men er op een of andere wijze voor zorgt dat het potentiaalverloop langs de kegelmantel hetzelfde is als in het geval waarin de g e h e l e buitenbol emitteert.

We merken nog op dat de bundel die uit de kathode komt meer convergent moet zijn dan die welke men ten slotte wenst, daar de opening waardoor de bundel het oscillatorsysteem binnentreedt, als negatieve lens werkt. In de breedte overdreven voorgesteld, wordt het verloop van de bundel dan (indien geen oscillaties aanwezig zijn) als in *fig. 11* aangegeven. In de buis wordt het scherm om de kathode bevestigd op een bus, waarin de kathode in de juiste stand ten opzichte van dit scherm wordt gemonteerd. Bij buizen voor golflengten beneden 10 cm wordt dit geheel nog isolerend bevestigd aan een ring welke past in een uitsparing op de voorzijde van het oscillatorsysteem. Op deze wijze kan men het electronenkanon — d.i. de combinatie van kathode en bijbehorend scherm — nauwkeurig centreren ten opzichte van het oscillatorsysteem. Een foto van enkele kanonnen voor de verschillende hierna te bespreken buizen vindt men in *fig. 12*.

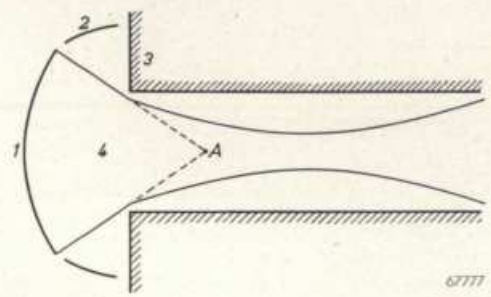


Fig. 11. Vorm van de electronenbundel in een niet-oscillerende inhaalbuis (in de dwarsrichting zijn de afmetingen ter wille van de duidelijkheid overdreven). Uit de kathode *1* met scherm *2* komt een conische electronenbundel *4* (convergerend naar *A*). Door de divergerende werking van het gat in het oscillatorsysteem *3* wordt de bundel minder convergent, bereikt midden in het systeem de minimale diameter, en gaat daarna divergeren.

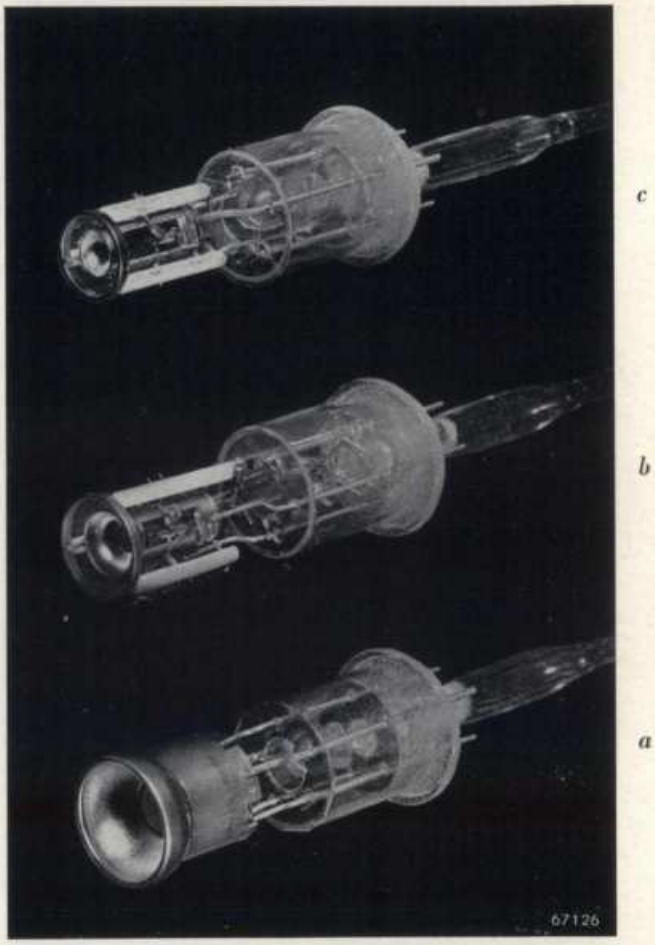


Fig. 12. Foto van enkele electronenkanonnen, zoals die in de hier behandelde buizen worden gebruikt. Van b e n e d e n naar b o v e n: *a*) kanon van een buis voor golflengten van 11 tot 15 cm en van een buis voor 10 cm, 1200 watt; *b*) kanon van een buis voor 5,5 tot 7 cm; *c*) kanon van een buis voor 2,9 tot 3,6 cm. De glazen cylinders tussen het kanon en het brugje voorkomen dat de vangstof (barium), die er binnen is aangebracht, op ongewenste plaatsen terecht komt.

De kathode

Dat de constructie van de electronenkanonnen zo eenvoudig kan zijn als hierboven beschreven, is geheel te danken aan het gebruik van de L-kathode, een nieuw type kathode dat voor enige tijd uitvoerig in dit tijdschrift is beschreven [8]). Oor-

[8]) H. J. Lemmens, M. J. Jansen en R. Loosjes, Een nieuwe thermisch emitterende kathode voor zware belastingen, Philips techn. T. **11**, 349-358, 1949.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

spronkelijk was de uitvoering van de kathode een moeilijk probleem, doordat men voor een optimaal gedimensionneerde buis uitkomt op betrekkelijk hoge spanningen (bij een der straks te noemen typen zelfs tot 15 kV), terwijl men bovendien bij kleinere golflengten de bundeldiameter, en dus de kathodediameter, steeds kleiner moet maken, zodat men tot grote stroomdichtheden komt (bij het kleinste uitgevoerde type tot 2,4 A/cm²).

Gebruik van de normale oxydekathode in de beschreven kanonconstructie is dan ook niet mogelijk. Alleen reeds als gevolg van de hoge spanning wordt de oxydelaag van de kathode door het onvermijdelijke bombardement van positieve ionen (gevormd uit restgassen) binnen enkele uren vernield. Afgezien hiervan is de gevraagde stroomdichtheid te groot voor een redelijke levensduur.

Nu zijn er weliswaar enkele kunstgrepen mogelijk om deze bezwaren te ontgaan. Zo hebben in grotere buistypen wel wolfraam en tantaal als kathodemateriaal toepassing gevonden. De verhitting hiervan geeft wegens de hoge werktemperatuur echter grote moeilijkheden, die alleen door vrij ingewikkelde constructies kunnen worden opgelost. (Men bedenke hierbij dat de kathode een ronde, ongeveer vlakke, p l a a t moet zijn.) Een tweede bezwaar is dat deze kathoden een groot gloeistroomvermogen vragen. Bovendien faalt deze oplossing in buizen voor zeer kleine golflengte wegens de grote stroomdichtheden welke hierin worden gevraagd.

De L-kathode daarentegen voldoet geheel aan de zware eisen die hier worden gesteld. Deze kathode kan bij grote stroomdichtheid toch een behoorlijke levensduur halen, en is goed bestand tegen bombardement van snelle ionen. De temperatuur ervan behoeft slechts weinig hoger te zijn dan die van een normale oxydekathode, zodat ook hierdoor geen moeilijkheden ontstaan en slechts een betrekkelijk gering gloeistroomvermogen nodig is.

Terugkoppeling en afstemming van de trilholten

De boven gegeven beschouwing over de terugkoppeling bij *L-C*-kringen geldt vrijwel onveranderd voor twee gekoppelde trilholten. De koppeling wordt hier teweeggebracht door een gat in de wand tussen de trilholten, en daar in de inhaalbuizen dit gat is aangebracht op een plaats waar voornamelijk een magnetisch wisselveld aanwezig is, komt zo'n koppelgat overeen met een inductieve koppeling. De grootte van de koppelingsgraad f ligt vast door de grootte van het koppelgat. Practisch is f ongeveer $\frac{1}{2}\%$, terwijl voor de onbelaste trilholten $Q = 1/\delta$ ongeveer 2000 tot 4000 is. Aan de voorwaarde $f \gg \delta$ is dus wel voldaan. Door het afnemen van energie wordt weliswaar de kwaliteit van de inductortrilholte verlaagd, maar dit geeft geen essentiële wijziging in het gedrag van het systeem met betrekking tot de regelbaarheid van de terugkoppelfactor.

Teneinde de terugkoppelfactor en de golflengte van de oscillaties te kunnen regelen, moet de eigen

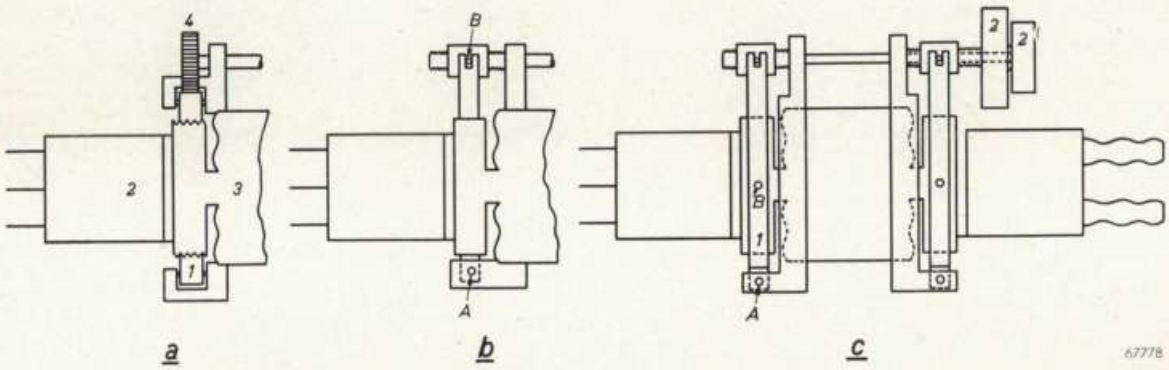


Fig. 13. *a*) Schematische voorstelling van een afsteminrichting werkend met behulp van een ring, die met schroefdraad op het te bewegen deel van de buis past. Door draaien van de ring ontstaat een axiale beweging van het kathode- resp. anodedeel van de buis (alleen de kathodezijde van de buis is weergegeven). *1* ring, aan de buitenzijde voorzien van tanden en bewogen door een klein tandrad *4*. *2* kathodegedeelte, *3* middengedeelte van de buis.
b) Afsteminrichting, werkend volgens het hefboomprincipe. Het kathodegedeelte is bij *A* draaibaar aan het middengedeelte bevestigd en wordt bij *B* door een of andere inrichting bewogen. Het te bewegen gedeelte voert hier een cirkelvormige in plaats van een axiale beweging uit.
c) Nieuwe afsteminrichting, bestaande uit een ring (*1*), welke bij *A* draaibaar aan het middendeel is verbonden, en bij *B* (op twee diametraal gelegen punten), eveneens draaibaar, met het te bewegen kathodedeel. De beweging is nu met voldoende benadering axiaal. De beweging van de ringen geschiedt door draaien aan de twee knoppen *2*, die elk een trilholte bedienen. De as voor de ene trilholte heeft een linkse, die voor de andere een rechtse schroefdraad. Zie verder fig. 14.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

frequentie van ieder der trilholten kunnen worden gevarieerd. Hiertoe moet de breedte van de spleten in modulator- en inductortrilholte nauwkeurig op de juiste waarde kunnen worden ingesteld. In fig. 6 is reeds aangegeven hoe de delen der trilholten welke zich aan de kathode- resp. anodezijde van de buis bevinden, door middel van een membraan met het middengedeelte van de buis zijn verbonden. De buis bestaat dus uit drie delen: kathode-, anode- en middendeel, welke axiaal ten opzichte van elkaar moeten kunnen worden bewogen.

Een voor de hand liggende manier om deze beweging te bewerkstelligen is aangegeven in *fig. 13a* (daar de situatie aan beide zijden dezelfde is, is alleen de kathodezijde getekend.) Hierbij is om het te bewegen deel heen een ring aangebracht, welke met schroefdraad hierop past. De plaats van de ring ten opzichte van het middendeel is gefixeerd door middel van een gleuf, zodat bij draaiing van de ring het kathodedeel van de buis zich ten opzichte van het middendeel verplaatst. Deze inrichting is echter moeilijk vrij van speling te krijgen en heeft veel wrijving.

Een andere veel toegepaste inrichting, welke met een hefboom werkt, is schematisch aangegeven in fig. 13*b*. Ze is zeer eenvoudig, maar heeft het bezwaar dat de helling van het te bewegen deel ten opzichte van het middendeel van de buis wordt veranderd, zodat men dit systeem alleen voor zeer kleine variaties van de spleetbreedte kan gebruiken.

De constructie welke bij de hierna te bespreken buizen is toegepast, combineert de voordelen van de genoemde inrichtingen (zie fig. 13*c* en *fig. 14*). De hefboom heeft hier de vorm van een ring om het te bewegen kathodedeel, welke met het kathodedeel op twee punten draaibaar is verbonden. Aan de onderzijde is de ring eveneens draaibaar aan het middendeel van de buis bevestigd. Men verkrijgt hierdoor een beweging welke over het gewenste gebied met voldoende nauwkeurigheid axiaal is. De twee trilholten worden, zoals op fig. 13*c* is te zien, bediend door twee op één as draaiende knoppen. Daar voor de verstelling van de ene trilholte rechtse en voor de andere linkse schroefdraad is gebruikt, geeft een draaiing van deze knoppen in dezelfde zin ook een frequentieverandering van beide trilholten in dezelfde richting, hetgeen prettig is bij het gebruik.

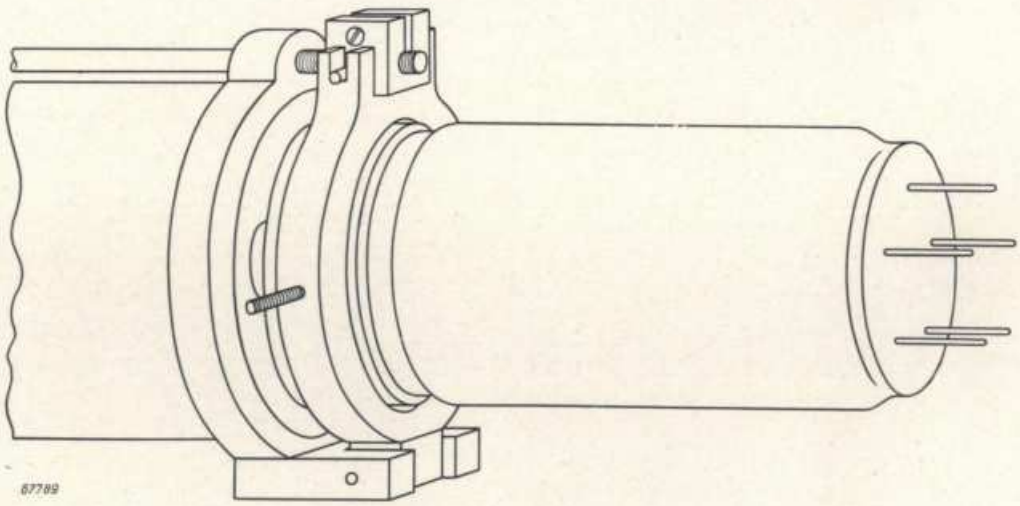


Fig. 14. Schets van één zijde van een buis, met inrichting volgens fig. 13*c*.

Verbeterde constructie van de inductieruimte

Bij de behandeling van de electronenbanen hebben we gezien dat in de modulatieruimte de electronen een richtingsverandering ondergaan, en wel zo dat juist de nuttigste electronen naar buiten worden afgebogen, waardoor deze gemakkelijk op de wand van de inhaalruimte komen en verloren gaan.

Bij enkele hierna te noemen buistypen is dit bezwaar op de volgende wijze sterk verminderd. Men laat de electronen op de beschreven wijze in het hoogfrequente veld een afbuiging ondergaan, waardoor ze dus zonder verdere maatregelen tegen de wand van de inhaalruimte zouden botsen. In deze wand, en ook in die welke de inductieruimte aan de andere zijde begrenst, zijn nu echter in de lengterichting sleuven aangebracht, waarin deze electronen grotendeels toch hun weg kunnen vervolgen en het inductorveld passeren. Zoals in *fig. 15* is te zien, krijgen de randen van de inductorspleet

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

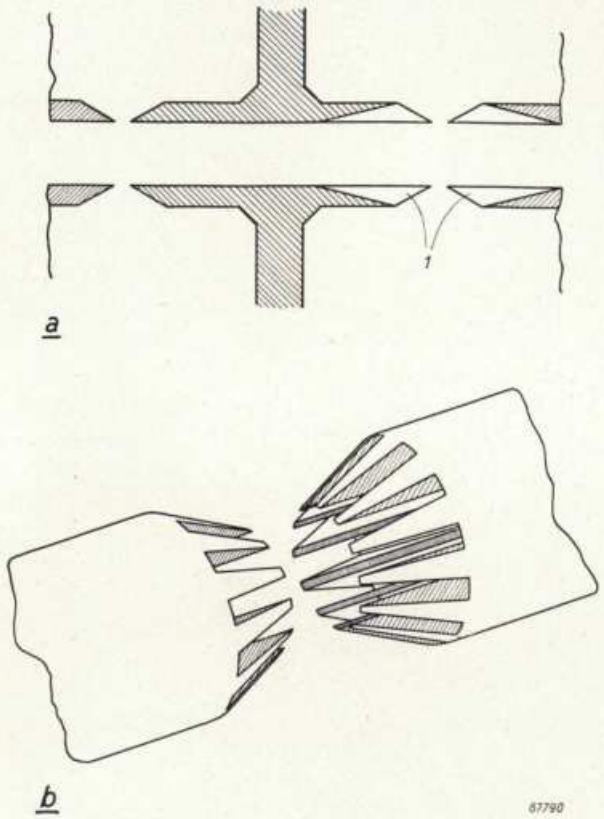


Fig. 15. *a*) Schets van de inductieruimte in een buis welke voorzien is van overlangse sleuven *1* in de wand van de inhaalruimte, ter vergroting van de nuttige bundelstroom. *b*) Schematische aanduiding van het verloop van de sleuven in een buis als bedoeld in (*a*).

hierdoor de vorm van een krans van tanden. Het blijkt op deze wijze mogelijk, de bundelstroom aanmerkelijk te vergroten en bovendien het rendement van de buizen te verbeteren, zodat bij dezelfde spanning een aanzienlijk groter hoogfrequent vermogen kan worden verkregen.

Enkele experimentele buistypen

We willen thans iets naders meedelen over een viertal typen buizen die in het Philips-laboratorium zijn geconstrueerd.

Van een der buizen is in fig. 6 reeds een doorsnede gegeven. Het tweede type is ontstaan door een tweevoudige verkleining van de voor de werking essentiële afmetingen, zodat dit geschikt is voor tweemaal zo hoge frequenties. Deze buizen zijn beide uitgevoerd met de hierboven genoemde sleuven in de wanden van de inductorspleet, ter vergroting van de nuttige bundelstroom. Het eerstgenoemde type buis is geschikt voor het opwekken van golflengten van 11 tot 15 cm. Het grootste vermogen wordt verkregen bij ongeveer 12 cm en is ca 500 watt. Bij deze instelling is de buisspanning 9 kV en de bundelstroom 220 mA, zodat een totaal rendement van 25% wordt bereikt. Bij vergroting van de golflengte moet de spanning evenredig met het kwadraat van de frequentie worden verminderd. Ook de stroom in de bundel daalt dan, zodat het afgegeven vermogen vrij snel naar beneden gaat. De buis werkt in dit gebied met een electronenlooptijd ξ tussen modulator- en inductorveld van $1\frac{3}{4}$ periode. Bij golflengten beneden 12 cm kan men overgaan op een looptijd van $2\frac{1}{4}$ periode. De energie wordt bij deze buis afgenomen door een coaxiaal systeem, waarvan de binnengeleider door een glazen dop heen naar buiten is gevoerd. Op dit systeem kan een coaxiale leiding worden aangesloten.

Het tweede type is geschikt voor golflengten van 5,5 tot 7 cm en geeft bij 6,1 cm een maximaal vermogen van ruim 300 W (spanning 8,5 kV, bundelstroom 175 mA, rendement 20%). Bij deze buis is de binnengeleider van de coaxiale energie-uitvoer niet naar buiten gevoerd doch houdt binnen het glas op. De energie kan nu worden afgenomen door deze binnengeleider in een rechthoekige golfpijp te steken, zoals is weergegeven in *fig. 16*. Foto's van de complete buizen ziet men in *fig. 17a* en *b*, terwijl *fig. 18* een foto geeft van een buis waarvan een gedeelte van de wand is weggenomen.

Om nog grotere vermogens dan de hier genoemde te kunnen opwekken is een derde buistype geconstrueerd. Hierbij is afgezien van de mogelijkheid de frequentie te variëren. De inductortrilholte heeft een vaste eigen frequentie, terwijl de modulatortrilholte alleen enigszins in frequentie kan worden gevarieerd om de juiste onderlinge afstemming te

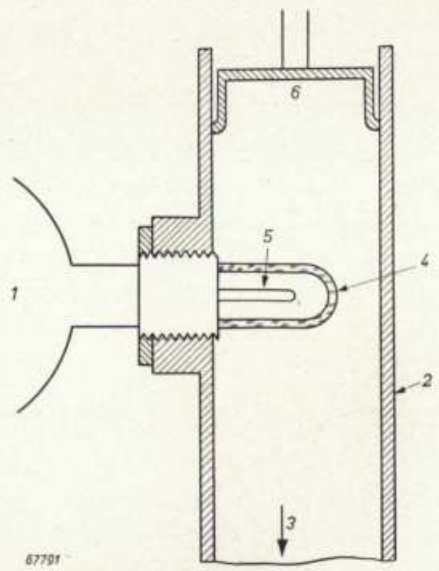


Fig. 16. Schematische voorstelling van de inrichting voor energie-afname van een inhaalbuis door middel van een coaxiale uitvoer, welke in een rechthoekige golfpijp wordt gestoken. *1* buis, *2* golfpijp, *3* richting waarin de energie wordt gevoerd, *4* glas, *5* binnengeleider van de coaxiale uitvoer, *6* zuiger.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

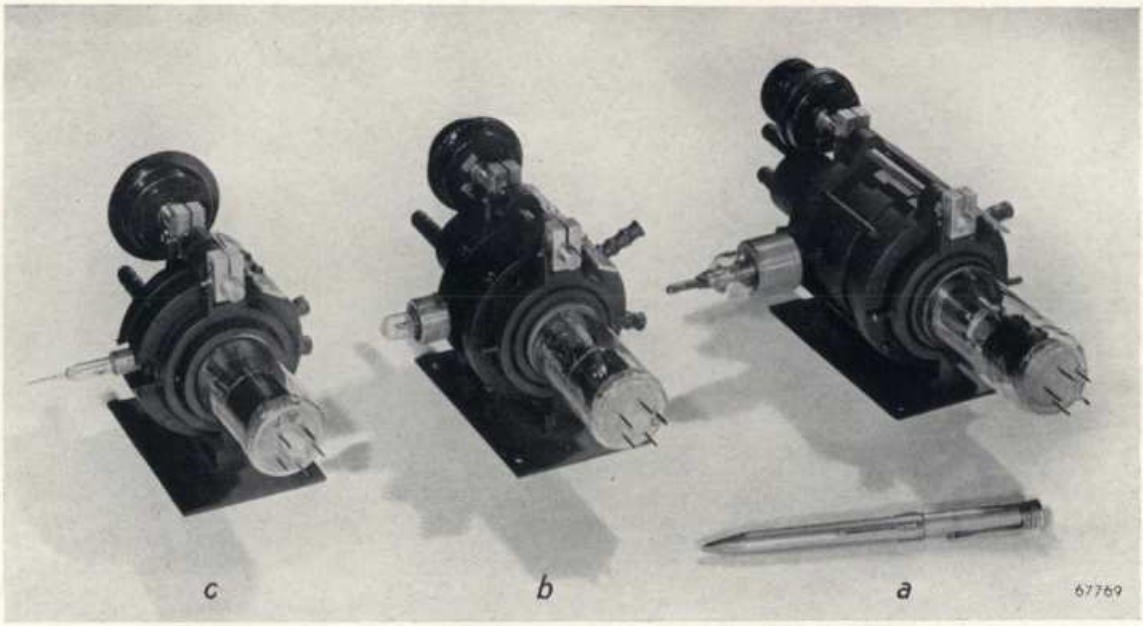


Fig. 17. Enige inhaalbuizen voor verschillende golflengtegebieden:
a) Buis voor λ = 11 tot 15 cm, maximaal continu 500 watt,
b) buis voor λ = 5,5 tot 7 cm, maximaal continu 300 watt,
c) buis voor λ = 2,9 tot 3,6 cm, maximaal continu 100 watt.

verkrijgen. Verder is hier de wand tussen de trilholten zeer dik gemaakt (15 mm) om de energie der tegen de wand van de inhaalruimte botsende electronen, die in warmte wordt omgezet, te kunnen afvoeren. Daardoor kan de onderlinge koppeling der trilholten niet meer alleen door middel van een gat worden teweeggebracht. Dit gat werkt nu namelijk als een golfpijp waarvan de grensgolflengte veel kleiner is dan de golflengte waarop de buis werkt. Door het gat is daarom een beugel aangebracht, zodat een soort coaxiale terugkoppelleiding ontstaat (*fig. 19a*). De buis is over de gehele lengte

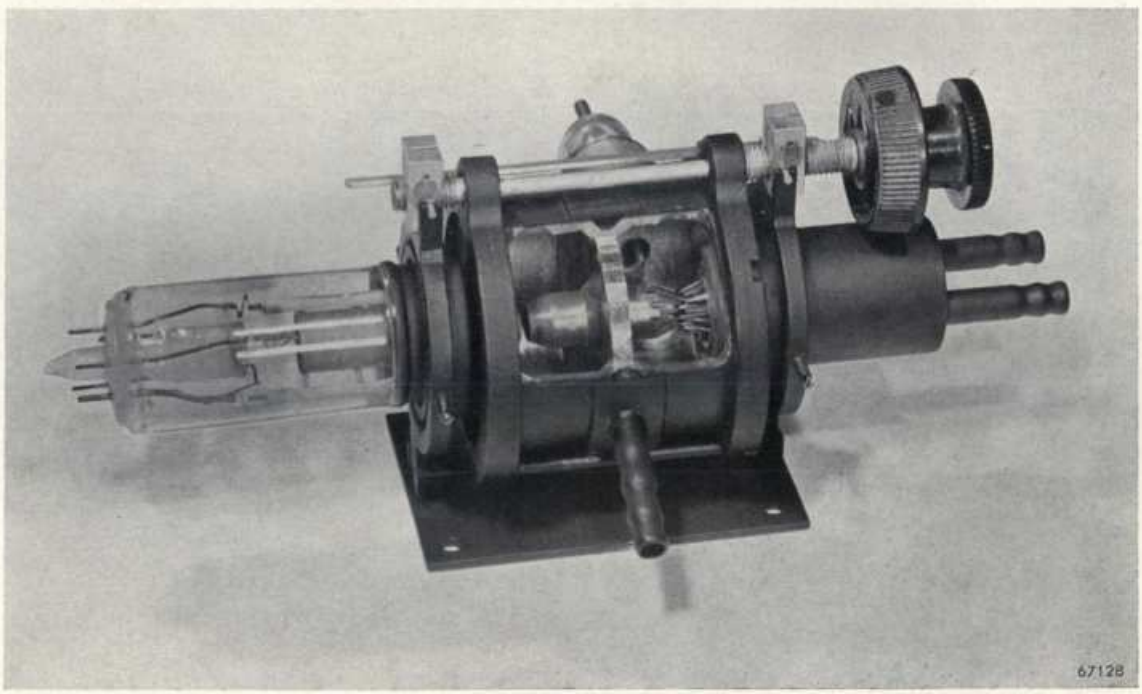
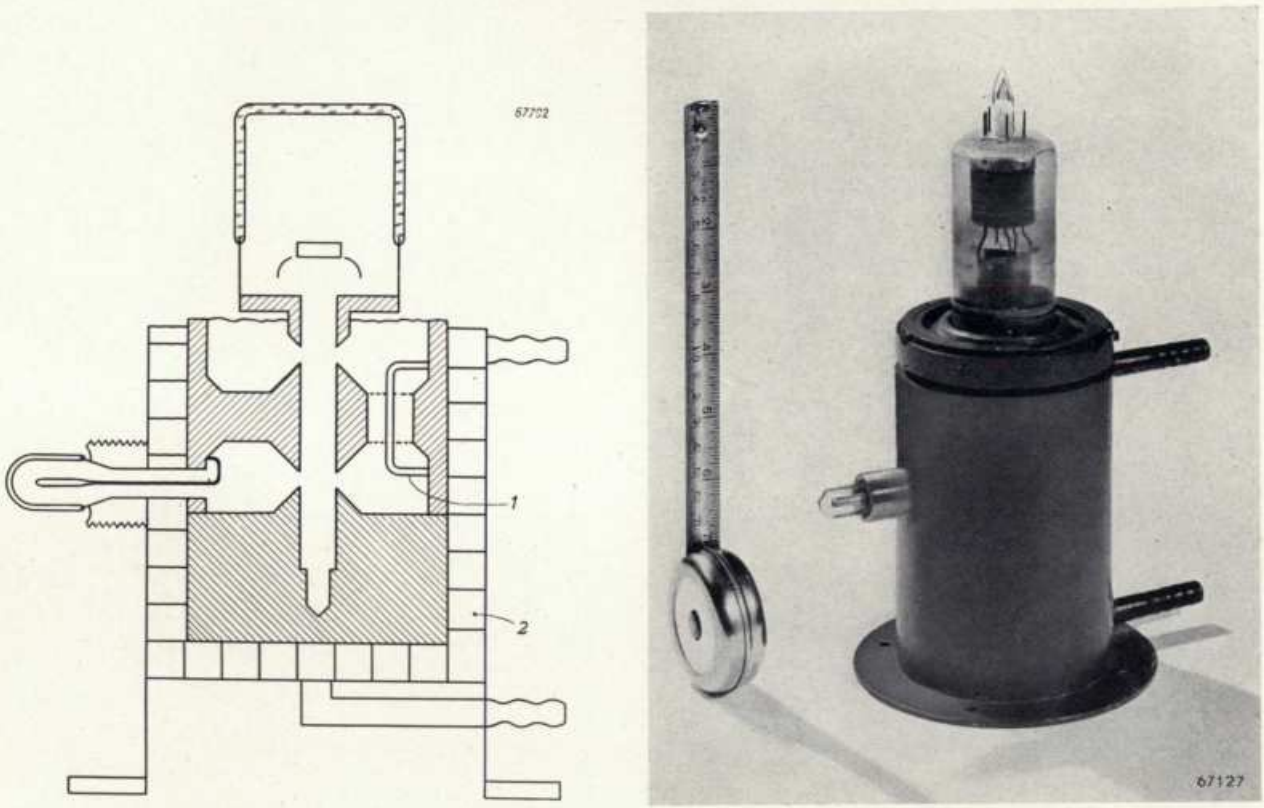


Fig. 18. Inhaalbuis voor λ = 11 tot 15 cm, waarvan een gedeelte van de wand der trilholten is weggenomen. Men ziet hierin de getande structuur van de randen der inductorspleet.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



a *b*

Fig. 19. Schematische doorsnede (*a*) en foto (*b*) van een inhaalbuis voor 10 cm golflengte en 1200 watt continu afgegeven vermogen. *1* terugkoppelbeugel, *2* koelmantel met spiraalvormig tussenschot.

voorzien van een koelmantel, zodat ook de warmte ontstaan door de hoogfrequentverliezen in de trilholten — hier enkele honderden watts — goed wordt afgevoerd. Deze buis, waarvan fig. 19*b* een foto is, levert op een golflengte van 10 cm een vermogen van 1200 watt bij een spanning van 15 kV en een bundelstroom van 400 mA (rendement 20%). De energie-afname geschiedt hier op dezelfde wijze

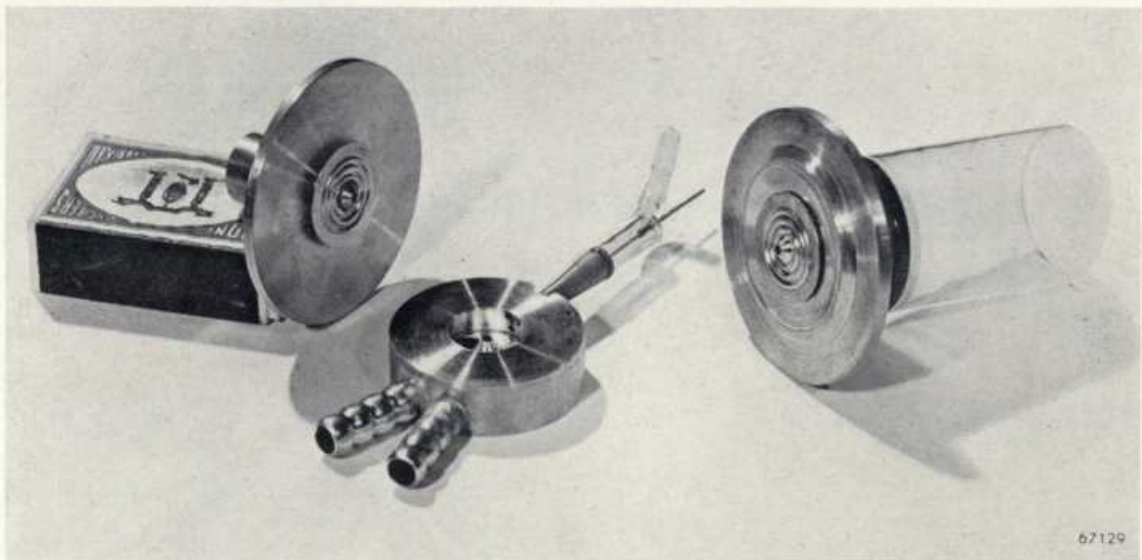


Fig. 20. De drie delen waaruit een inhaalbuis voor 3 cm golflengte wordt samengesteld. Van rechts naar links: kathodedeel met een der flexibele wanden, middendeel met energie-uitvoer en koelmantel, anodedeel met de andere flexibele wand; de koelmantel voor de anode wordt pas later aangebracht.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

als bij de buis voor 6 cm met behulp van een niet-doorgevoerde pen in een golfpijp. Bij deze buis spreekt het voordeel van de L-kathode reeds zeer sterk, daar voor het bereiken van het genoemde resultaat een gloeistroomvermogen van slechts 30 watt nodig is.

Het vierde te bespreken type is een buis voor golflengten in de omgeving van 3 cm. De constructie van deze buis wijkt niet essentieel af van die der voorgaande. In *fig. 20* ziet men de drie delen (kathodedeel, middendeel, anodedeel) waaruit de buis wordt samengesteld, terwijl fig. 17*c* een foto van de complete buis geeft. Deze buis is geschikt voor golflengten van 2,9 tot 3,6 cm en geeft op 3,1 cm een maximaal vermogen van 100 watt. Hiervoor is nodig een spanning van 6,6 kV, waarbij de bundelstroom 150 mA is (rendement 10%). De binnengeleider van de coaxiale energie-uitvoerleiding is hier om constructieve redenen doorgevoerd naar buiten. De energie-afgifte geschiedt echter ook hier door middel van een rechthoekige golfpijp.

We merken nog op dat ook bij deze buis de voordelen van de L-kathode wel bijzonder tot hun recht komen. De stroomdichtheid aan het kathode-oppervlak is bij de maximale belasting 2,4 A/cm². Met een eerdere versie van de L-kathode werden bij deze instelling reeds levensduren in de orde van 1000 uur bereikt, en het laat zich aanzien dat deze door gebruik van de nieuwste uitvoering nog aanmerkelijk beter kunnen worden.

Samenvatting. Na een beknopte behandeling van de elementaire theorie van de inhaalbuis wordt nader ingegaan op de practische verwezenlijking van het inhaalprincipe voor het opwekken van centimetergolven. Het blijkt dat bij de constructie van buizen voor grotere vermogens de onderstellingen waarop de elementaire theorie is gebaseerd niet met voldoende benadering kunnen worden verwezenlijkt, en dat men rekening moet houden met effecten die nog niet in deze theorie zijn opgenomen. Enige van deze effecten, welke gedeeltelijk verband houden met de wens, de buizen zonder focusserend magneetveld te laten werken, worden nader behandeld. De ongunstige invloed van een dezer effecten, de afbuiging der electronen in het hoogfrequente veld van de modulator, blijkt te kunnen worden verminderd door een geschikte vormgeving van de inductieruimte. Dank zij het gebruik van de L-kathode blijkt verder een eenvoudige constructie van het electronenkanon mogelijk te zijn. Voorts wordt een beschrijving gegeven van een nieuwe inrichting voor de regeling van de golflengte. Tot slot volgt een bespreking van een viertal uitgevoerde buistypen en de hiermede bereikte resultaten.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

EEN SUPERGROEPDOORSCHAKELFILTER VOOR DRAAGGOLFTELEFONIE OP COAXIALE KABELS

door J. F. KLINKHAMER.

621.392.52:621.395.44

Coaxiale kabels, die een onmisbaar hulpmiddel zijn geworden in radar en televisie, hebben ook in verscheidene landen toepassing gevonden voor systemen van draaggolftelefonie. Zij ontlenen op dit gebied hun belang aan het feit dat vele honderden gesprekken tegelijk over één „coaxiaal aderpaar" kunnen worden gevoerd. Aan de andere kant brengt dit zelfde feit grote problemen mee ten aanzien van de gewenste soepelheid der draaggolftelefonie-verbindingen. Het is vooral het probleem van het „doorschakelen" dat hier enig hoofdbreken heeft gekost.

Het probleem van het „doorschakelen"

De toepassing van de draaggolftelefonie, te weten het gelijktijdig overbrengen van een aantal gesprekken via een enkel aderpaar, gebruik makend van evenveel verschillende frequentiegebiedjes (kanalen), heeft zich in de laatste 10-20 jaar in sterk stijgende lijn bewogen. Dit geldt in dubbele zin: men is in steeds meer landen en op steeds meer interlocale telefoonlijnen tot draaggolftelefonie overgegaan, en men heeft systemen met een steeds groter aantal kanalen per aderpaar ontwikkeld. Naast de oude systemen met 4, 12, 17 en 24 kanalen [1]) zijn systemen gekomen met 48 of 60 kanalen [2]) en de zg. coaxiale systemen met enige honderden kanalen, tot 600 en 960 op één coaxiaal „aderpaar".

Over de motieven en de technische voorwaarden voor deze ontwikkeling willen wij hier niet uitweiden [3]). Wij willen ons alleen bezighouden met een bepaald probleem, dat meer naar voren treedt naarmate men tot grotere aantallen kanalen per aderpaar overgaat, nl. de kwestie van het doorschakelen.

Ter toelichting hiervan beschouwen we de situatie die in *fig. 1* is geschetst. Tussen twee centra, A en B, moge een kabelverbinding liggen die in totaal 1200 kanalen bevat. Hiervan is slechts een deel, stel 732, nodig voor gelijktijdig te voeren gesprekken tussen A en B; de overige 468 kanalen dienen voor „transitoverkeer", dwz. voor gesprekken die lopen van A via B naar de steden C en b_1, of van B via A naar de stad a_1, enz. Deze kanalen moeten dus in het station B worden „doorgeschakeld" naar station C of b_1, resp. in station A naar a_1.

Had men de 1200 kanalen in evenveel afzonderlijke aderparen ter beschikking, dan zou men het doorschakelen eenvoudig uitvoeren door in A en B de gewenste aantallen aderparen af te takken resp. door te verbinden. Ook bij gebruik van normale (zg. multipair-) draaggolfkabels met bijv. 48 of minder kanalen per aderpaar, werkt deze methode nog zonder grote moeilijkheden. Men takt ook dan aderparen af of verbindt ze door — wat op eenvoudige wijze mogelijk is —, en men realiseert dus de aanpassing van de verdeling der kanalen aan de verkeersbehoeften in sprongen, in casu ter grootte van 48 kanalen. Daarbij kan nog een redelijke benadering van de gewenste toestand: volledige

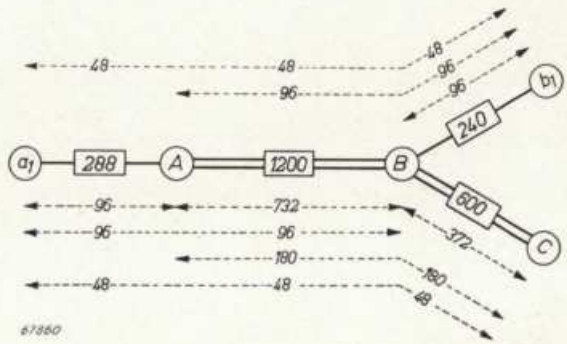


Fig. 1. Schematisch voorbeeld van een interlocaal telefoonnet, ter toelichting van het probleem van het doorschakelen bij draaggolfkabels. Tussen a_1 en A zijn 288 kanalen beschikbaar, tussen A en B 1200, enz. De getallen bij de gestippelde pijlen geven de verdeling der kanalen aan die aan de verkeersbehoeften beantwoordt.

bezetting van het beschikbare aantal gesprekcircuits op alle trajecten, worden verkregen (zie bijv. de in fig. 1 aangenomen verdeling). Bij gebruik van coaxiale kabels echter, met bijv. 600 kanalen per aderpaar, is het duidelijk dat de eenvoudige methode niet meer voldoet. Sprongen ter grootte van 600 kanalen zijn te groot voor een behoorlijke aanpassing van het net aan de verkeersbehoeften.

[1]) Zie bijv.: D. Goedhart en J. de Jong, Draaggolftelefonie, Philips techn. T. **6**, 329-337, 1941.

[2]) G. H. Bast, D. Goedhart en J. F. Schouten, Een draaggolftelefoniesysteem voor 48 kanalen I, II, Philips techn. T. **9**, 161-171, 1947 en **10**, 353-363, 1948.

[3]) Hierover zal een artikel handelen dat in een der eerstvolgende nummers van dit tijdschrift zal verschijnen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Vóór we nu de manieren bespreken waarop men in coaxiale systemen het probleem van het doorschakelen oplost, moeten we een korte beschrijving geven van de modulatiemethoden die men in zulke systemen toepast.

Modulatieschema van een coaxiaal systeem

Het modulatiesysteem is in grote trekken weergegeven in *fig. 2* en *3*. Fig. 2 bevat een vereenvoudigd blokschema van de apparatuur in een eindstation van een coaxiale kabel, fig. 3 brengt de bijbehorende frequentieverschuivingen in beeld.

Bij punt *I* wordt een abonné aangesloten. Zijn spraakfrequenties, gelegen in een band van 0-4 kHz, worden door middel van modulatoren en filters overgebracht naar het frequentiegebied van bijv. 104-108 kHz. In punt *II* komen, behalve het gesprek van deze abonné, de gesprekken van nog elf andere abonné's bij elkaar, welke getransponeerd zijn naar 100-104 kHz, 96-100 kHz, enz. De combinatie van 12 gesprekkanalen wordt verder beschouwd als een eenheid, onder de naam „groep".

Van de basispositie, in het frequentiegebied 60-108 kHz [4]), wordt de groep met behulp van een tweede modulatietrap overgebracht naar bijv. het frequentiegebied 312-360 kHz. In punt *III* komt de aldus gemoduleerde groep samen met 4 andere, welke uit de basispositie naar de banden 360-408, 408-456 kHz enz. zijn overgebracht. De combinatie van 5 groepen (60 kanalen), welke op dit ogenblik tezamen het frequentiegebied 312-552 kHz beslaan, wordt als een nieuwe eenheid beschouwd en draagt de naam „supergroep".

In een derde modulatietrap wordt de supergroep van de basispositie 312-552 kHz getransponeerd naar de uiteindelijke frequentieband welke zij op de coaxiale kabel zal innemen. In *IV* komt een

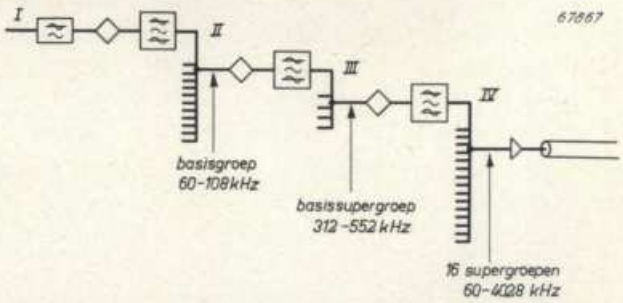


Fig. 2. Modulatie der gesprekken in een coaxiaal systeem voor draaggolftelefonie. Bij *I* komt het gesprek van een abonné aan; 12 op verschillende draaggolven gemoduleerde gesprekken komen in *II* bij elkaar en vormen een groep (basispositie 60-108 kHz); 5 op verschillende draaggolven gemoduleerde groepen komen in *III* bij elkaar en vormen een supergroep (basispositie 312-552 kHz); 10 of 16, of evtl. nog meer, op verschillende draaggolven gemoduleerde supergroepen komen in *IV* bij elkaar en worden aan de uitgaande coaxiale kabel toegevoerd. laagdoorlatend filter; banddoorlatend filter; modulator; versterker.

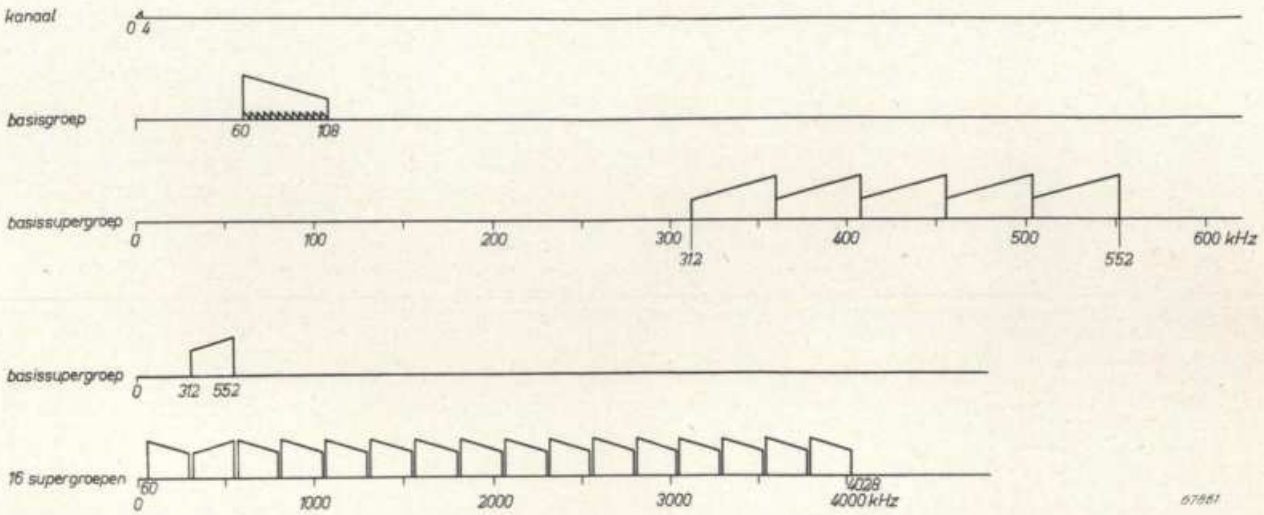


Fig. 3. Frequentieschema van de modulatie volgens fig. 2. De eerste drie regels tonen de frequentieligging van een oorspronkelijk gesprek („kanaal"), een basisgroep van 12 kanalen en een basissupergroep van 5 groepen. De laatste twee regels geven (op kleinere frequentieschaal) de samenvoeging van 16 supergroepen weer. — De oplopende lijnen duiden de richting van toenemende spraakfrequentie in de kanalen aan, waaruit men telkens kan opmaken of bij een modulatie de bovenste of de onderste zijband is genomen.

[4]) De basispositie is internationaal genormaliseerd: het Comité Consultatif International de Téléphonie (C.C.I.F.) beveelt aan, hiervoor hetzij de genoemde band 60-108 kHz hetzij de band 12-60 kHz te kiezen, althans voor internationaal verkeer. We gaan in dit artikel van de eerstgenoemde basispositie uit, maar alle beschouwingen gelden mutatis mutandis ook voor de andere. — De indeling in groepen in het algemeen evenals de hierna te bespreken indeling in supergroepen enz. berust eveneens op normalisatie door het C.C.I.F.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

aantal supergroepen bijeen, bijv. 10 of 16, die gezamenlijk worden versterkt en op de kabel gebracht. De frequentiebanden van de gemoduleerde supergroepen sluiten niet onmiddellijk bij elkaar aan; men laat een tussenruimte, in het merendeel der gevallen ter breedte van 2 kanalen (8 kHz), ongebruikt — waarom, zullen wij later zien.

Aan de ontvangzijde doorloopt elk gesprek de modulatietrappen in omgekeerde volgorde: de gehele overgebrachte frequentieband wordt gesplitst in supergroepen, deze ieder in 5 groepen, en elke groep in 12 individuele gesprekken.

Groepdoorschakelfilter

Wij keren nu terug naar het probleem van het doorschakelen, en we willen eerst onderstellen dat er slechts 12 gesprekken van een kabel *AB* moeten worden verdergeleid naar een kabel *BC*.

Een voor de hand liggende oplossing is het, deze 12 binnenkomende gesprekken, evenals alle gesprekken welke voor *B* zelf bestemd zijn, in *B* te demoduleren tot 12 gescheiden, laagfrequente kanalen, en ze vervolgens opnieuw, op dezelfde wijze als de gesprekken die uit *B* naar *C* gaan, te moduleren. Dit komt er dus op neer dat in *B* twee volledige eindinstallaties, voor modulatie en demodulatie van alle kanalen (hier eindigende, beginnende of doorgaande) aanwezig moeten zijn. In *fig. 4* is te zien, welk gedeelte van de apparatuur dan in het station *B* speciaal ten dienste van de door te schakelen 12 kanalen nodig is.

Beschouwt men de figuur nader, dan ziet men dat de 12 kanalen (die zowel in de kabel *AB* als in de kabel *BC* één groep vormen) in punt *III* en in punt *IV* dezelfde frequentieband, 60-108 kHz, beslaan. Men kan zich afvragen, of de apparatuur tussen de punten *III* en *IV* niet feitelijk overbodig is, dwz. door een kortsluiting kan worden vervangen.

Dat dit niet klakkeloos mogelijk is, kan worden ingezien aan de hand van *fig. 5*. Het groepenspreidfilter (GF_4 in fig. 4) dat onze door te schakelen groep (groep No. 4) uit de desbetreffende, in basispositie teruggebrachte supergroep moet uitzeven voor verdere demodulatie, heeft een dempingskarakteristiek die weergegeven is in fig. 5*b*. Het filter laat onze groep 4 onverzwakt door, maar, meer of minder verzwakt, ook gedeelten van de naburige groepen 3 en 5. Deze gedeelten maken, als we de punten *III* en *IV* botweg aan elkaar verbinden, alle verdere lotgevallen van de groep 4 getrouw mee. Na de nieuwe modulatie, waarbij de groep wordt ingelijfd — wederom als een groep, bijv. No. 3′ — in een der supergroepen die naar *C* gaan, worden de overblijfsels der andere groepen weliswaar nog eens verzwakt door het groepenspreidfilter GF_3, maar zij zijn in punt *V* nog wel degelijk merkbaar. Daar vallen zij in de frequentiebanden van de, in *B* geformeerde, naburige groepen 2′ en 4′ van deze supergroep (fig. 5*g*, *h*), met het gevolg dus dat een aantal conversaties van *A* naar *B*, enigszins verzwakt, afgeluisterd kunnen worden op verbindingen van *B* naar *C*. Dit is natuurlijk ontoelaatbaar.

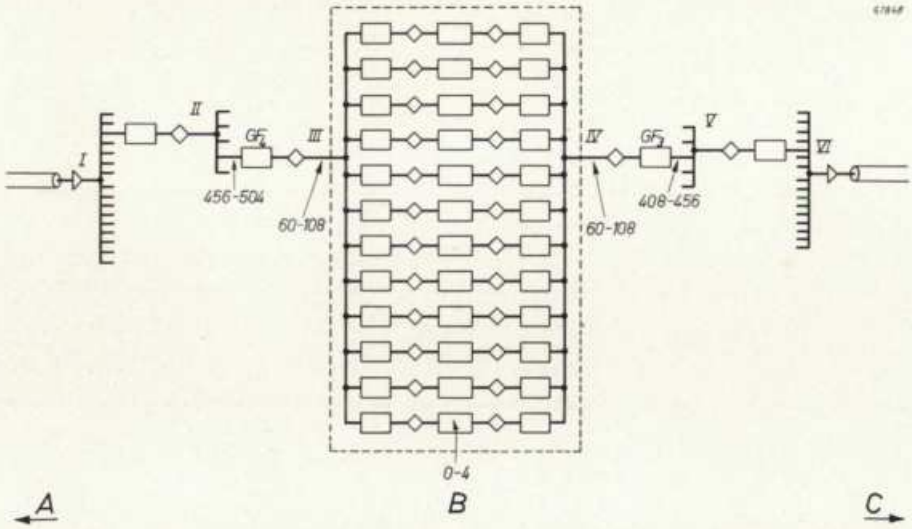


Fig. 4. De uit station *A* aankomende gesprekken zijn bijna alle voor station *B* bestemd; slechts één groep (de vierde van de derde supergroep) moet worden doorgeschakeld naar station *C*, zij wordt hier uitgezonden als de derde groep van de vijfde supergroep. Bij volledig demoduleren en opnieuw moduleren van de groep is voor het doorschakelen de hier tussen *II* en *V* aangegeven apparatuur nodig.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Het euvel ontstaat klaarblijkelijk door de „onvolmaaktheid" van de groepenspreidfilters. Hadden deze filters een karakteristiek die meer op die van een ideaal filter leek (doorlaatgebied met volmaakt vlak dempingsverloop en geflankeerd door

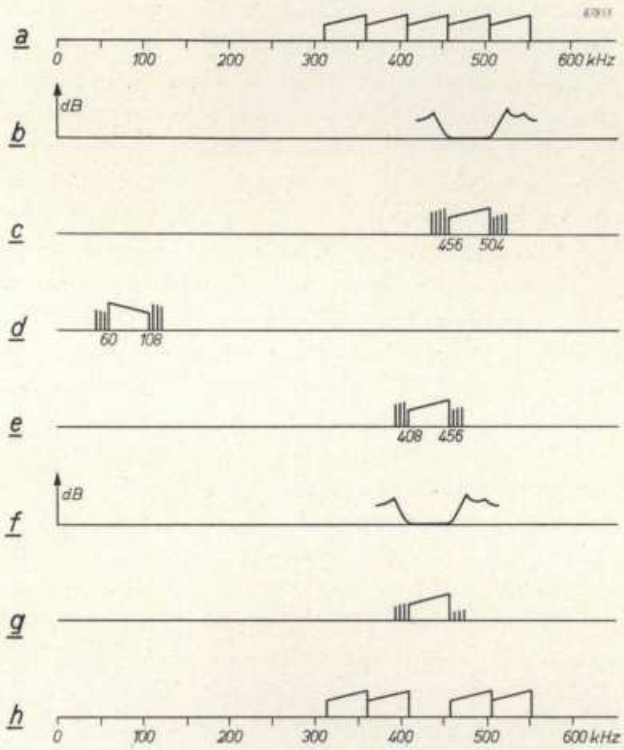


Fig. 5. Wat er gebeurt als men de punten *III* en *IV* in fig. 4 rechtstreeks met elkaar verbindt. *a*) De basissupergroep, aanwezig in punt *II*. *b*) Dempingskromme van het groepenspreidfilter GF_4. *c*) De door GF_4 uitgezeefde, door te schakelen groep No. 4. De lijntjes aan weerskanten duiden de mede doorgelaten restanten van de naburige groepen (No. 3 en 5) aan. *d*) De door te schakelen groep, door demodulatie gebracht in de basispositie, in punt *III* van fig. 4, en volgens de onderstelling dus ook in punt *IV*. *e*) De groep aan de ingang van het groepenspreidfilter GF_3. *f*) Dempingskromme van dit filter. *g*) De doorgeschakelde groep (als No. 3'), in punt *V*, die wordt samengevoegd met vier andere uitgaande groepen (*h*) tot een basissupergroep.

onmiddellijk aangrenzende dempingsgebieden met oneindig grote demping), dan konden wij inderdaad de punten *III* en *IV* met elkaar verbinden en de gehele tussengelegen apparatuur (die nu dank zij de diverse er in voorkomende filters er voor zorgt dat de opnieuw geformeerde groep vrij is van begeleidende restanten van andere groepen) achterwege laten.

Alle groepenspreidfilters minder „onvolmaakt" te willen maken, is practisch onuitvoerbaar, zoals we dadelijk zullen zien. Trouwens, het is ook juist een essentieel voordeel van de meervoudige modulatieschema's dat deze filters relatief eenvoudig kunnen zijn (zie [2]). Wèl echter kunnen wij, in geval we een bepaalde groep willen doorschakelen, de werking van de beide betrokken groepenspreidfilters aanvullen door een bijzonder filter, dat de ideale karakteristiek veel beter benadert. Geeft men dit filter een doorlaatgebied van 60-108 kHz, dan kan men het rechtstreeks tussen de punten *III* en *IV* schakelen, in de plaats van het grote gestippelde blok in fig. 4. De gehele in dit blok aangegeven apparatuur wordt dus door één filter vervangen (en dit filter is steeds hetzelfde, welke van de groepen 1 tot 5 ook moet worden doorgeschakeld).

Deze soort filter, genaamd groepdoorschakelfilter (Engels: through group filter), heeft men inderdaad geconstrueerd [5]). Een ideaal filter kan men — de aanduiding zegt het al — niet realiseren. Men kan het benaderen, en de benadering kost meer moeite naarmate de door te laten frequenties hoger zijn, naarmate de frequentieruimte tussen doorlaat- en dempingsgebied („snijruimte") kleiner is ten opzichte van de geëiste bandbreedte, en naarmate de verliezen van de spoelen en condensatoren in het filter groter zijn. In het beschouwde geval zijn de eisen vrij hoog: het doorlaatgebied moet 48 kHz breed zijn, terwijl de beschikbare snijruimte slechts 0,7 kHz is (nl. dezelfde als is toegestaan voor de kanaalfilters, welke een kanaal, met een bandbreedte van slechts 4 kHz en meestal bij lage frequenties, moeten uitzeven), en de verlangde demping buiten de snijruimte bedraagt minstens 70 dB. Bij de hoge frequenties waarbij de vijf groepenspreidfilters moeten werken, d.i. tussen 312 en 552 kHz, zou men aan deze eisen met de tegenwoordige middelen niet goed kunnen voldoen. Voor de frequenties van de basispositie van de groep, 60-108 kHz, waartoe alle groepen in punt *III* worden teruggebracht, is dit wèl mogelijk gebleken. Men heeft hiervoor gebruik gemaakt van piëzo-electrische kristallen.

We zullen dadelijk nader hierop ingaan, doch we moeten eerst nog een stap verder gaan in de hier gevolgde gedachtengang.

Supergroepdoorschakelfilter

Heeft men niet één maar twee of drie groepen die in station *B* moeten worden doorgeschakeld, dan zal men dit met behulp van twee resp. drie groepdoorschakelfilters doen. Komt men echter toe aan het doorschakelen van 5 groepen, d.i. een volledige supergroep, dan kan men zich, op geheel analoge wijze als hierboven, weer afvragen of het wel nodig is de groepen eerst alle naar hun basispositie

[5]) C. F. Floyd, Post Off. El. Eng. J. **15**, 57-62, 1947 (Juli); E. F. S. Clarke en T. F. Reed, ibidem **15**, 109-114, 1947 (October).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

60-108 kHz over te brengen. In *fig. 6* ziet men, dat de supergroep in punt *II* en in punt *V* dezelfde frequentieband, 312-552 kHz, inneemt. Ook hier kan men de punten *II* en *V* niet rechtstreeks aan elkaar

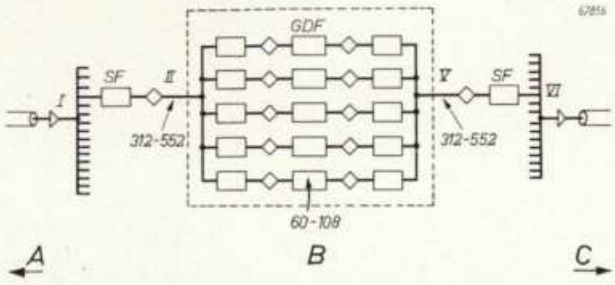


Fig. 6. Doorschakelen van een volledige supergroep (No. 4), met behulp van vijf groepdoorschakelfilters *GDF*. Deze vullen de werking van de supergroepenspreidfilters *SF* aan. Voor hetzelfde doel zou echter ook één enkel filter kunnen dienen, dat in de plaats komt van het grote gestippelde blok.

verbinden, ten gevolge van de onvolmaaktheid der supergroepenspreidfilters *SF*, maar ook hier kan men, althans in principe, de werking dezer filters aanvullen door een beter filter, supergroepdoorschakelfilter genaamd, dat in de plaats komt van het grote gestippelde blok in fig. 6 en dat dus de vijf groepdoorschakelfilters en alle overige filters en modulatoren in dit blok overbodig maakt. In het frequentieschema *fig. 7* wordt de werking van het supergroepdoorschakelfilter (Engels: through supergroup filter) verduidelijkt.

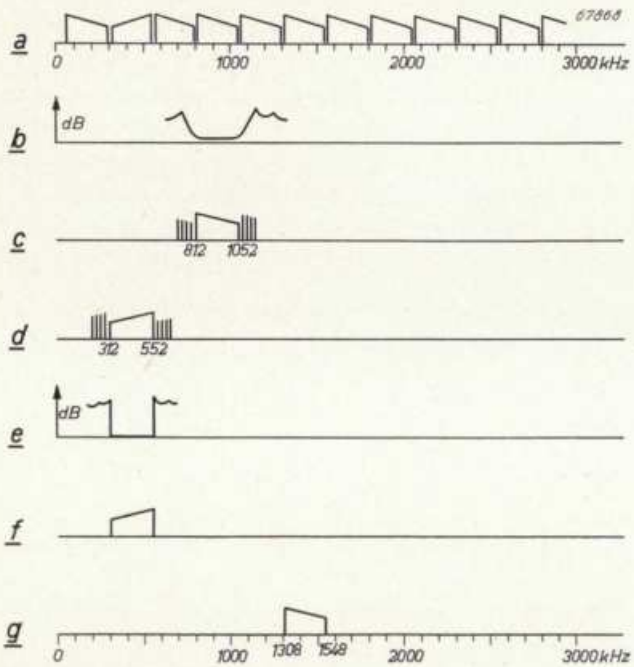


Fig. 7. Doorschakelen van een supergroep (No. 4) met behulp van een supergroepdoorschakelfilter. *a*) Frequentieligging van een aantal supergroepen, in punt *I* van fig. 6. *b*) Dempingskromme van het supergroepenspreidfilter *SF* voor de vierde supergroep. *c*) De door *SF* uitgezeefde, door te schakelen supergroep, met restanten van de naburige supergroepen. *d*) De supergroep in basispositie gebracht (punt *II* in fig. 6). *e*) Dempingskromme die het supergroepdoorschakelfilter moet hebben. *f*) De „gereinigde" supergroep in punt *V*. *g*) De doorgeschakelde supergroep, naar haar nieuwe frequentiegebied getransponeerd op de uitgaande coaxiale kabel (punt *VI*).

Het verwezenlijken van een filter dat alle eigenschappen bezit welke men voor een supergroepdoorschakelfilter zou wensen, is een moeilijke taak. Weliswaar heeft men hier een veel grotere snijruimte ter beschikking dan voor het eerst besproken groepdoorschakelfilter, nl. 8 kHz. Het verschaffen van deze snijruimte voor eventuele doorschakelfilters is juist een der redenen waarom men op een coaxiale kabel tussen naburige supergroepen telkens een frequentieband van 8 kHz (tussen de eerste en tweede, en tussen de tweede en derde: 12 kHz) ongebruikt laat. Tegenover de faciliteit van deze bredere snijruimte staat echter dat het doorlaatgebied van het filter de zeer grote bandbreedte van 240 kHz moet hebben en bij de relatief hoge frequenties 312-552 kHz gelegen moet zijn.

Daar komen voor de practijk nog enkele andere eisen bij, die we hier willen opsommen aan de hand van een specificatie opgesteld door de Engelse General Post Office.

De „tussenschakeldemping", d.i. de demping welke men veroorzaakt door tussenschakelen van het filter tussen een spanningsbron en een verbruiker, mag binnen het gehele doorlaatgebied, als functie van de frequentie, niet meer dan $\pm$ 0,25 dB variëren; binnen het frequentiegebied van één groep (breedte 48 kHz) mag deze variatie zelfs niet meer dan $\pm$ 0,125 dB bedragen. De discriminatie, d.i. het verschil tussen de demping in het doorlaatgebied en daarbuiten, moet minstens gelijk zijn aan de waarden die in de grafiek *fig. 8* zijn af te lezen. In het bijzonder wordt in de snijruimten, bij 308 resp. 556 kHz, een discriminatie van minstens 40 dB verlangd. Zet men op de ingang van een filter twee sinusvormige signalen (in het doorlaatgebied), dan krijgt men aan de uitgang, ten gevolge van een niet-lineariteit der filter-elementen, intermodulatieproducten; deze moeten, bij een ingangsniveau der signalen van 30 dB beneden 1 mW (filter aan in- en uitgang afgesloten met 75 ohm), minstens 75 dB zwakker zijn dan elk der beide signalen aan de uitgang.

Deze eisen kunnen we als volgt toelichten.

De grote discriminatie bij 308 en 556 kHz wordt gewenst met het oog op de zg. lijnpilootsignalen, die in het frequentiegebied tussen sommige supergroepen over de kabel worden gezonden voor meet- en regeldoeleinden [6]). Zulk een lijnpiloot — een

[6]) Dit is een andere reden om de bewuste frequentieruimte van 8 kHz tussen naburige supergroepen open te laten.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

sinusvormige spanning van nauwkeurig vastgelegd ingangsniveau — begeleidt de gesprekken langs de gehele weg die zij over de kabel afleggen, d.i. van de modulatie-apparatuur tot het punt waar de supergroepen door demoduleren van elkaar worden gescheiden. Bij het demoduleren van die supergroepen welke naast een lijnpiloot gelegen zijn, komt het lijnpilootsignaal op een der frequenties 308 of 556 kHz terecht. Wordt nu zulk een supergroep doorgeschakeld, dan zou de naburige oude lijnpiloot eventueel, wanneer de supergroepen in hun posities worden gebracht op de uitgaande kabel, kunnen samenvallen met de nieuwe lijnpiloot die op deze kabel wordt gebracht. Het aankomende pilootsignaal moet dus door het doorschakelfilter voldoende worden verzwakt om geen ontoelaatbare niveaufout (of eventueel zelfs zwevingen) in het uitgaande pilootsignaal te veroorzaken.

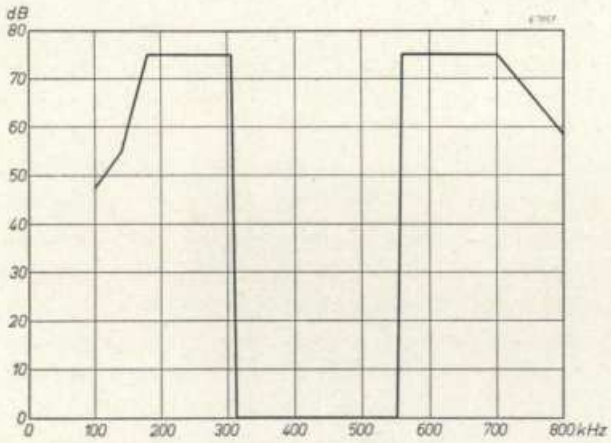


Fig. 8. Minimum discriminatie die het te construeren supergroepdoorschakelfilter buiten het doorlaatgebied (312-552 kHz) moet leveren.

Belangrijker voor het vervolg van ons betoog zijn de eisen betreffende de dempingsvariatie in het doorlaatgebied. Deze vloeien voort uit een iets andere situatie dan wij in het begin, bij de bespreking van het kabelnet van fig. 1, hebben ondersteld. Het station *B* in dat voorbeeld had een groot aantal circuits naar *A* nodig (732) en een groot aantal naar *C* (372), terwijl slechts veel minder circuits (180) in *B* moesten worden doorgeschakeld van *A* naar *C*. Naarmate het coaxiale kabelnet zich gaat uitbreiden, zal het echter steeds meer voorkomen, met name bij kleine stations, dat zulk een station (*B*) vrijwel alle circuits moet doorschakelen en zelf slechts een klein aantal, stel bijv. 60, naar *A* en even veel naar *C* nodig heeft. In dat geval zou men het liefst de kabel *AB* rechtstreeks met de kabel *BC* verbinden, en de ene benodigde supergroep (60 kanalen) in *B* met de normale eindapparatuur aftappen (*fig. 9*). Om te zorgen dat de voor

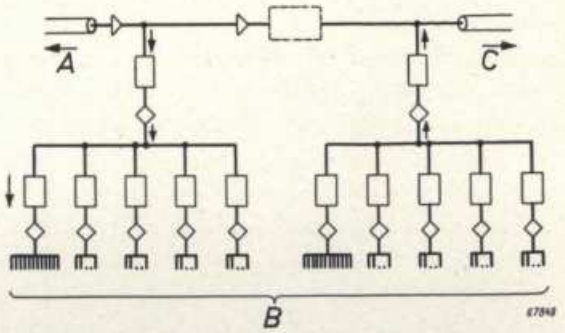


Fig. 9. Indien in station *B* alle gesprekken op één supergroep na moeten worden doorgeschakeld, zou men het liefst de binnenkomende en de uitgaande coaxiale kabel rechtstreeks aan elkaar verbinden, waarbij alleen een „supergroep-stopfilter" (gestippeld blok) zou moeten worden tussengeschakeld. Zulk een filter kan echter niet goed worden gerealiseerd.

gesprekken *BC* gewenste frequentieruimte op de kabel *BC* niet reeds in beslag wordt genomen door de uit *A* aankomende, voor *B* bestemde gesprekken, zou men dan op de plaats van het gestippelde blok in fig. 9 een filter moeten schakelen dat alleen de ene supergroep onderdrukt en alle andere supergroepen doorlaat [7]). Zulk een filter is bij de genormaliseerde ligging der supergroepen practisch niet te realiseren. Een oplossing voor dit geval is, elk der in *C* aankomende supergroepen te demoduleren naar de basispositie 312-552 kHz, ze daar „schoon te maken" met behulp van een supergroepdoorschakelfilter (behalve de af te tappen supergroep) en ze vervolgens terug te moduleren naar hun oude posities (onder toevoeging van de eigen supergroep); zie *fig. 10*. Men ziet, dat nu bijna alle gesprekcircuits van de coaxiale kabel een supergroepdoorschakelfilter doorlopen. Wanneer langs een coaxiale verbinding vele kleinere stations liggen, zal dus een gesprek, of een hele groep, soms achtereenvolgens

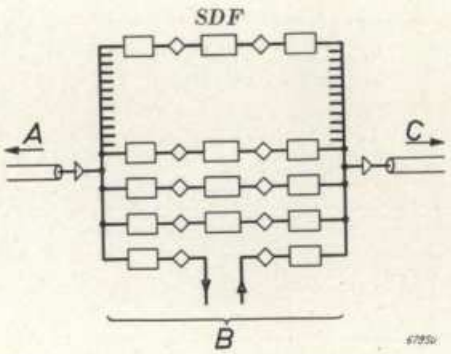


Fig. 10. Zelfde situatie als in fig. 9. Alle supergroepen op één na worden doorgeschakeld, met behulp van een reeks supergroepdoorschakelfilters (*SDF*).

[7]) We onderstellen, zoals reeds in het begin werd gezegd, dat men naar een volledige bezetting van alle beschikbare gesprekcircuits streeft, en we laten dus de mogelijkheid, de frequentieruimte der in *B* afgetapte gesprekken op het verdere gedeelte van de kabel ongebruikt te laten (het zg. telescopen), buiten beschouwing.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

vele dergelijke filters moeten passeren. (Hetzelfde geldt trouwens ook voor sterk vertakte coaxiale netten, waarin veelvuldig met de afzonderlijke supergroepen moet worden „gerangeerd".) Aangezien de lineaire vervormingen die het gevolg zijn van een dempingsvariatie in het doorlaatgebied, voor alle filters bij elkaar optellen, begrijpt men nu waarom deze variatie aan een strenge beperking wordt onderworpen. Ook de storingen door intermodulatie zijn cumulatief (hoewel op andere manier), waardoor de strenge eisen in dit opzicht eveneens zijn gemotiveerd.

Tot nu toe bestond er, voor zover bekend, geen supergroepdoorschakelfilter dat aan de gegeven specificatie, met name aan de eisen betreffende de dempingsvariatie, voldeed. Om in de noodzaak van het afsplitsen van bijv. een enkele supergroep te voorzien, heeft men er daarom in het Engelse coaxiale net tot dusverre zijn toevlucht toe genomen, het verkeer op een tussenstation niet alleen te herleiden tot basissupergroepen maar tot basisgroepen. Men heeft dan, om hetzelfde resultaat te verkrijgen, ca vijfmaal zo veel apparatuur nodig als bij de supergroependoorschakelmethode; zie *fig. 11*.

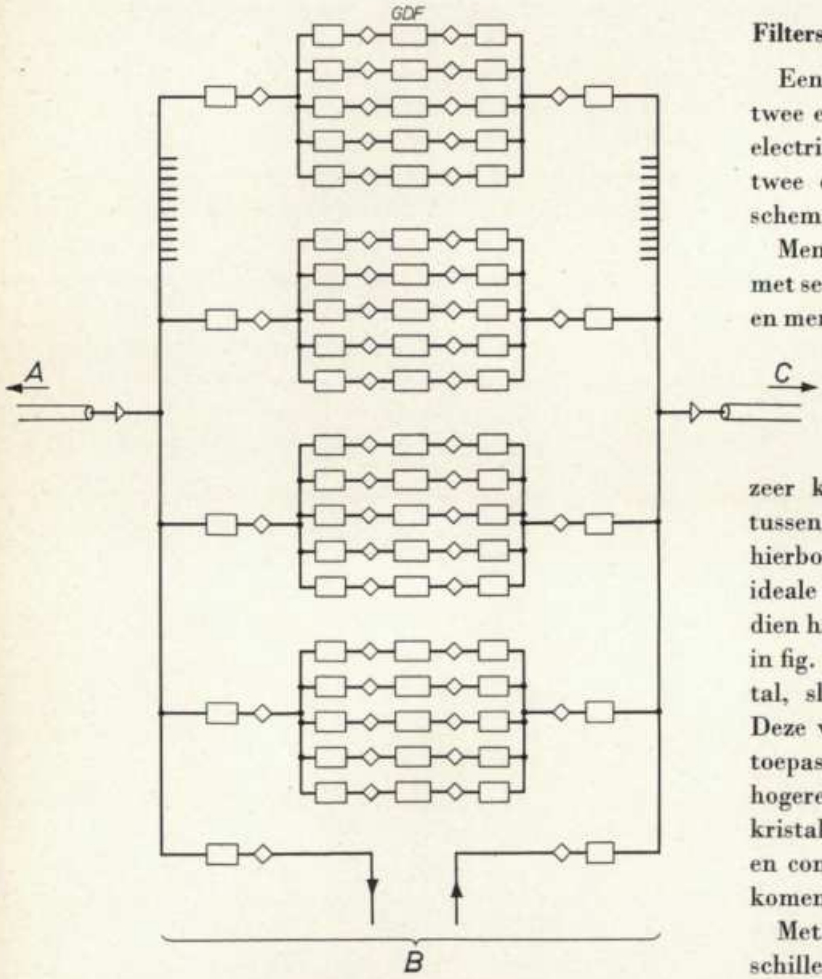


Fig. 11. Zelfde situatie als in fig. 10. Indien men nog niet beschikt over een supergroepdoorschakelfilter dat aan de eisen voldoet, moet het doorschakelen worden verricht met groepdoorschakelfilters (*GDF*), wat ongeveer vijfmaal zoveel apparatuur vereist.

Het is nu mogelijk gebleken, dank zij de toepassing van Ferroxcube als kernmateriaal voor de filterspoelen en dank zij de toepassing van een speciale rekenmethode, een supergroepdoorschakelfilter te ontwerpen dat ten volle aan de gegeven specificatie voldoet. We willen het ontwerp van dit filter hier in grote trekken beschrijven.

Zodra men te maken krijgt met de eis dat een filter in hoge mate de ideale filterkarakteristiek moet benaderen — daarop komt ons probleem immers neer —, wordt veelal in de eerste plaats gedacht aan de toepassing van kwartskristallen (of eventueel andere piëzo-electrische kristallen). Het is nuttig hier even nader op in te gaan, en in het bijzonder te laten zien waarom wij in dit geval een andere weg hebben gekozen.

Filters met kwartskristallen

Een piëzo-electrisch kwartskristal, dat tussen twee electroden *P*, *Q* is aangebracht, gedraagt zich electrisch als een combinatie van een spoel met twee condensatoren, geschakeld als het vervangschema *fig. 12* aangeeft.

Men kan op vele wijzen filternetwerken ontwerpen met secties waarin eenheden als in fig. 12 voorkomen, en men kan deze eenheden dan ieder door een kwartskristal realiseren. Het voordeel hiervan, ten opzichte van het gebruik van werkelijke spoelen en condensatoren, is, dat de elementen in het vervangschema slechts zeer kleine verlieshoeken hebben (kring-kwaliteit tussen 1000 en 300 000), waardoor men, zoals hierboven werd aangestipt, in hogere mate een ideale filterkarakteristiek kan benaderen. Bovendien hangen de vervangzelfinductie en -capaciteiten in fig. 12, bij de juiste wijze van slijpen van het kristal, slechts zeer weinig af van de temperatuur. Deze voordelen hebben de kristallen een belangrijk toepassingsgebied in filters verzekerd, ondanks de hogere prijs en de geringere robuustheid van een kristal, vergeleken bij een combinatie van spoel en condensator zoals die gewoonlijk in filters voorkomen.

Met behulp van kwartskristallen heeft men verschillende groepdoorschakelfilters geconstrueerd. Hierbij — en in het algemeen bij filters die niet alleen een nagenoeg ideale dempingskromme maar ook een relatief breed doorlaatgebied moeten bezitten — heeft men nog een karakteris-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

tieke moeilijkheid te overwinnen gehad. Een kwartsplaatje kan op meer dan één wijze trillen, en het is in de regel zeer moeilijk te zorgen dat uitsluitend één van de mogelijke trillingswijzen wordt opgewekt. Trilt het plaatje in verschillende trillingswijzen tegelijk, dan is fig. 12 niet meer geldig doch

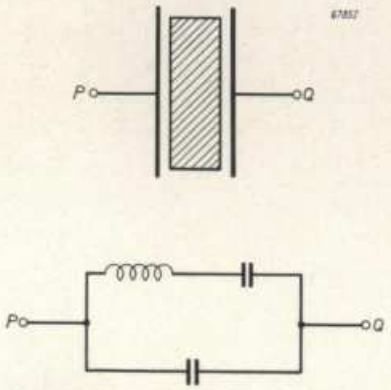


Fig. 12. Een kristalplaatje, aangebracht tussen twee electroden P en Q, gedraagt zich electrisch als een combinatie van een spoel met twee condensatoren volgens het aangegeven vervangschema.

men krijgt een vervangschema dat uit veel meer elementen is samengesteld. In de filterkarakteristiek wordt dit merkbaar doordat elke ongewenste trillingswijze aanleiding kan geven tot een smalle scherpe dempingspiek bij een bepaalde frequentie. Wenst men een breed doorlaatgebied, dan is het zeer moeilijk te vermijden dat zulke pieken ook ergens in het doorlaatgebied optreden.

Sommige van de in gebruik zijnde groepdoorschakelfilters vertonen inderdaad dit euvel. Men heeft zich daarbij uit de moeilijkheid weten te redden door het zo in te richten dat de ongewenste dempingspieken midden tussen twee van de twaalf kanalen van de groep vallen. Aangezien tussen twee naburige kanalen een frequentiebandje van 700 Hz ongebruikt blijft voor spraaktransmissie en aangezien de bewuste dempingspieken smaller dan 600 Hz zijn, veroorzaken zij nu geen storingen.

Voor een supergroepdoorschakelfilter echter kan men deze kunstgreep niet meer toepassen. Doordat het voorgeschreven doorlaatgebied hier veel breder is en hoger in frequentie ligt, worden de dempingspieken van ongewenste kristalresonanties eveneens veel breder. Men zou dus verplicht zijn sommige kanalen van een supergroep ongebruikt te laten — een oplossing die met het oog op de gewenste soepelheid van alle draaggolfsystemen niet licht zal worden aanvaard.

Ontwerp van het supergroepdoorschakelfilter

Terwijl men dus tot voor enkele jaren voor zeer grote moeilijkheden stond als men aan de hierboven opgesomde eisen voor een supergroepdoorschakelfilter wilde voldoen — zowel bij gebruik van kristallen, vanwege de extra resonanties, als met spoelen en condensatoren, vanwege de te grote verliezen —, bleek thans een zeer bevredigende oplossing mogelijk, dank zij het gebruik van spoelen met kernen uit het nieuwe, keramische, magnetische materiaal Ferroxcube. De verlieshoek van deze spoelen is zo klein dat bij 550 kHz gemakkelijk een kwaliteit $Q = 350$ kan worden verkregen (bij de beste voordien in aanmerking komende spoelen van vergelijkbare afmetingen was $Q = 200$). Wat de condensatoren betreft, is de verlieshoek van normale micacondensatoren voor ons doel klein genoeg.

Essentieel voor het ontwerpen van het filter was verder de toepassing van de zg. frequentieparametermethode, in plaats van de meer gebruikelijke zg. impedantieparametermethode of de schablonenmethode. Het zou te ver voeren, in dit artikel op deze berekenwijzen in te gaan [8]). We moeten volstaan met op te merken dat bij de laatstgenoemde methoden de afrondingen, die ten gevolge van de resterende verliezen der elementen de hoeken van de frequentiekarakteristiek van elk filter bederven, slechts ten koste van een groot aantal spoelen en condensatoren of eventueel in het geheel niet voldoende zijn te reduceren (*fig. 13a, b*). Met behulp

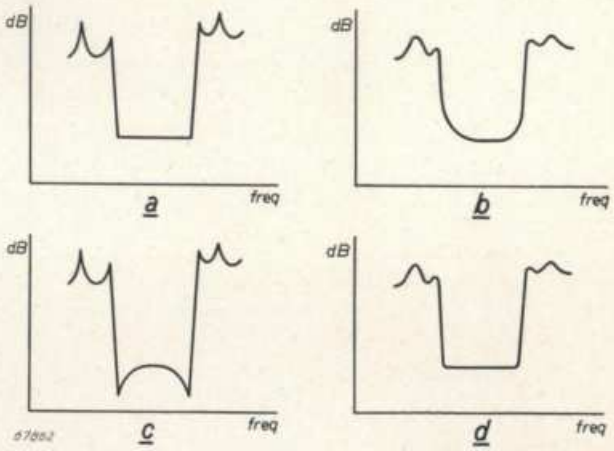


Fig. 13. *a*) Karakteristieken van een filter, berekend volgens de impedantieparametermethode, bij gebruik van ideale verliesvrije elementen (spoelen en condensatoren), en reflectievrije afsluiting. *b*) Als *a*, met afronding der hoeken ten gevolge van de verliezen der werkelijke elementen en afsluiting met een constante weerstand. *c*) Filter berekend volgens de frequentieparametermethode; men heeft een karakteristiek „met opgevulde schouders", bij gebruik van ideale elementen. *d*) Als *c*, met de werkelijke elementen. De afronding levert hier juist de gewenste scherpe hoeken aan de randen van het doorlaatgebied.

[8]) Een uiteenzetting hieromtrent en speciaal over de berekening van het hier behandelde supergroepdoorschakelfilter zal verschijnen in Philips Research Reports.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

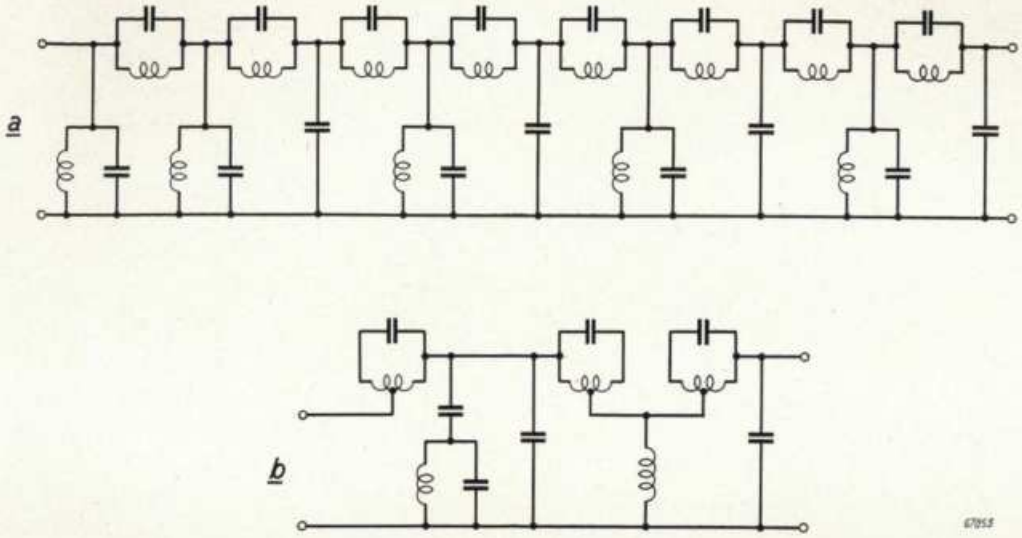


Fig. 14. *a*) Schakelschema van het „halve doorschakelfilter". *b*) Schakelschema van het aanvullende „pilootstopfilter".

van de frequentieparametermethode echter is het mogelijk het filter zo te ontwerpen dat het met verliesvrije elementen een karakteristiek met „opgevulde schouders" zou bezitten (fig. 13*c*), en men kan het dan zo inrichten dat de karakteristiek bij gebruik van elementen met een vooraf vastgestelde verlieshoek juist vlak, met scherpe hoeken, wordt (fig. 13*d*).

Bij de berekening van het filter werden de dempingseisen verdeeld over drie samenhangende filternetwerken, nl. als volgt.

Voorlopig werd afgezien van de vereiste discriminatie bij de pilootfrequentie 556 kHz, en een banddoorlatend filter werd ontworpen dat het gewenste doorlaatgebied heeft (312-552 kHz), met een tussenschakeldemping die over het gehele doorlaatgebied niet meer dan $\pm$ 0,125 dB varieert, en met een discriminatie van 40 dB in het dempingsgebied. *Fig. 14a* geeft het schakelschema van dit netwerk weer, *fig. 15a* de verkregen dempingskarakteristiek.

Twee van deze netwerken in cascade geschakeld — gescheiden door een versterkbuis of door een weerstandsnetwerk (Engels: „pad") om hun onderlinge beïnvloeding tegen te gaan [9]) — geven een karakteristiek welke reeds overal aan de eisen voldoet behalve in de buurt van de pilootfrequentie 556 kHz; bij deze frequentie is de discriminatie nog ca 20 dB te klein. Hierin nu wordt voorzien door toevoeging van een zg. pilootstopfilter: een filter dat een constante demping bezit in het gebied 312-552 kHz maar een dempingspiek van ca 20 dB

[9]) Door de aanwezigheid van deze en nog verdere versterkbuizen kan het „filter" ook een versterking (negatieve tussenschakeldemping) leveren.

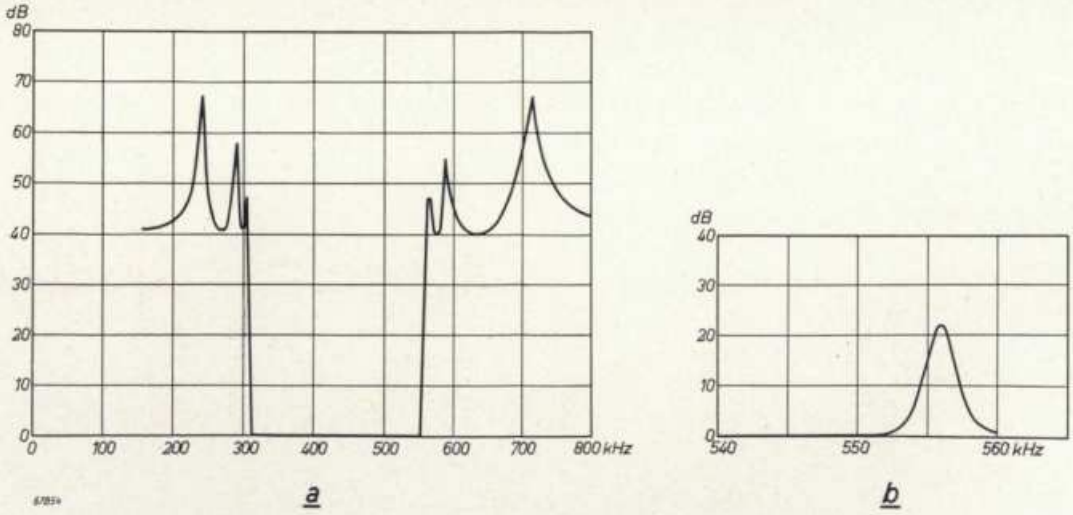


Fig. 15. *a*) Dempingskromme van het halve doorschakelfilter (de tussenschakeldemping in het doorlaatgebied is hier en in fig. 16 op 0 dB gesteld; zie ook bij fig. 20). *b*) Dempingskromme van het pilootstopfilter.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

levert bij 556 kHz. Fig. 14*b* toont het schema van dit filter, fig. 15*b* zijn dempingskarakteristiek. *Fig. 16* geeft de dempingscurve van het complete filter, waarbij ter vergelijking de eerder vermelde, als minimum vereiste dempingskarakteristiek (fig. 8) gestippeld is aangegeven.

Tijdens de verdere ontwikkeling bleek dat men voor de keus kwam te staan, ca 10 dB van de discriminatie op te offeren in een smal gebiedje, tussen 560 en 561 kHz, dan wel een extra versterkingstrap (of een speciale transformator) te gebruiken. Bij het hier behandelde filter is de eerste weg gekozen, zodat bij deze uitvoering in het genoemde stukje van het dempingsgebied niet geheel aan de gespecificeerde eisen is voldaan [10]); in de rest van het dempingsgebied daarentegen zijn de eisen overal zelfs met 5 dB of meer overschreden, zoals uit fig. 16 blijkt.

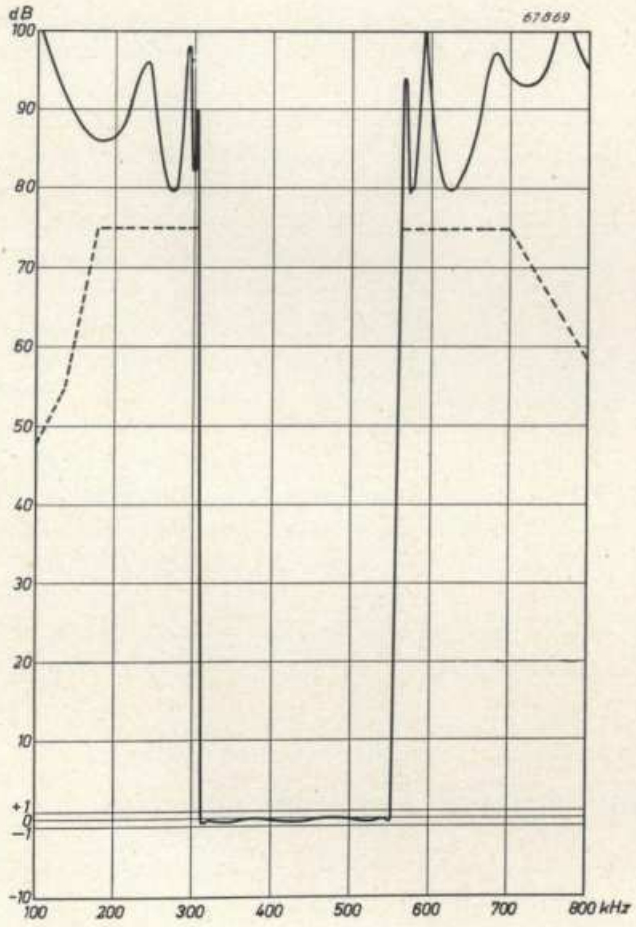


Fig. 16. Dempingskromme van het volledige supergroepdoorschakelfilter. Gestippeld is de geëiste minimum-discriminatie volgens fig. 8 aangegeven. De eisen worden bij alle frequenties met 5 of meer dB overtroffen, behalve in een zeer smal frequentiegebiedje (op de schaal van deze figuur nauwelijks zichtbaar), van 560 tot 561 kHz.

[10]) Desgewenst kan door een kleine wijziging aan het filter op het andere alternatief worden overgestapt.

Om te laten zien in hoeverre aan de eisen betreffende het doorlaatgebied is voldaan, is dit gedeelte van de dempingscurve in *fig. 17* nog eens weergegeven met een sterk uitgerekte dempingschaal. Men ziet

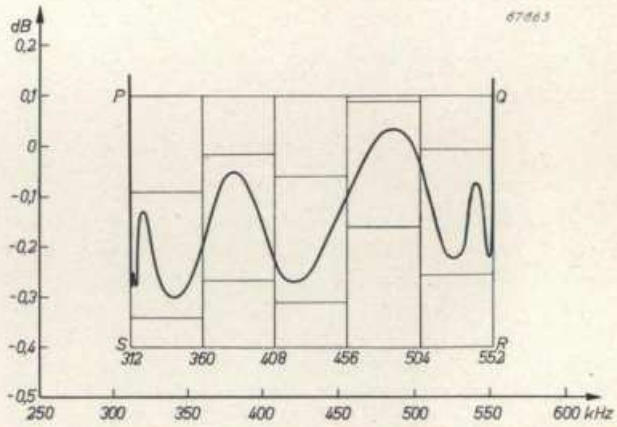


Fig. 17. Demping van het supergroepdoorschakelfilter in het doorlaatgebied, met sterk uitgerekte dempingschaal. De figuur toont aan dat de dempingsvariatie als functie van de frequentie ruimschoots binnen de gestelde grenzen blijft, zowel voor de gehele supergroep (rechthoek *PQRS*) als voor de afzonderlijke groepen (5 kleinere rechthoeken).

dat de curve hier geheel binnen de rechthoek *PQRS* valt; de demping varieert dus, conform de eis, niet meer dan in totaal 0,5 dB. Verder blijft de demping, bekeken in de frequentiegebieden van ieder der vijf groepen afzonderlijk, binnen de getekende kleinere rechthoeken van 0,25 dB hoogte, hierin wijkt dus de demping, zoals verlangd werd, niet meer dan $\pm$ 0,125 dB van een gemiddelde waarde af.

Vooruitlopend op de verdere beschrijving van het volledige apparaat, vermelden wij hier ook dat de intermodulatieproducten bij meting alle meer dan 80 dB zwakker bleken te zijn dan de doorgelaten oorspronkelijke signalen, indien deze aan de ingang het verlangde niveau van 1 mW —30 dB bezaten.

Wegens de grote precisie waarmee de impedanties in de netwerken op de berekende waarden moesten worden ingesteld, en ten gevolge van de betrekkelijk hoge frequenties waarbij men werkt, moest bij het ontwerp terdege rekening worden gehouden met de parasitaire capaciteiten van de bedrading, de wikkelingen enz. In *fig. 18a* en *b* is een, enigszins willekeurig gekozen, netwerk weergegeven, in de „ideale" vorm resp. met de voornaamste parasitaire capaciteiten er in. Dit zijn 1) eigen capaciteiten van de spoelen, 2) capaciteiten tussen spoel of condensator en aarde, 3) capaciteiten tussen bedradingsknooppunten en aarde.

De manier waarop we al zulke parasitaire impedanties onschadelijk hebben gemaakt, is in principe zeer eenvoudig: de vrijheid die men tot op zekere hoogte heeft in de keuze der cellen waaruit een filter wordt opgebouwd, hebben wij gebruikt om tot een schema te komen waarbij parallel aan elke parasitaire capaciteit ook een „verplichte" capaciteit voorkomt. Deze laatste, gerealiseerd door een micaconden-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

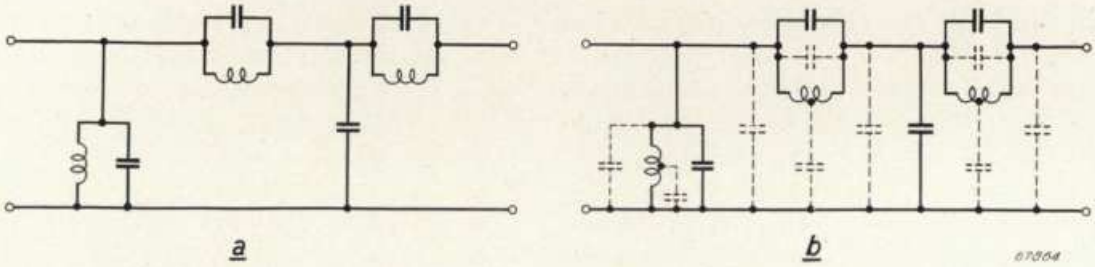


Fig. 18. *a*) Willekeurig aangenomen deel van een filter. *b*) Zelfde als (*a*), waarbij ook alle optredende parasitaire capaciteiten der filterelementen zijn aangegeven.

sator, wordt nu aldus gekozen, dat zij de onvermijdelijke parasitaire capaciteit aanvult tot de theoretisch benodigde waarde (het ontwerp moet daartoe natuurlijk voldoen aan de voorwaarde dat de theoretische capaciteiten overal groter zijn dan de parasitaire). Toegepast op de drie hierboven genoemde gevallen, betekent dit voor (1) dat in het ideale schema een capaciteit parallel moet staan aan elke zelfinductie, en voor (3) dat een capaciteit aanwezig moet zijn tussen elk bedradingsknooppunt en aarde. Aan de hand van fig. 14 overtuigt men zich gemakkelijk dat dit het geval is [11]). Wat (2) betreft, met name de aardcapaciteit van een spoel, is de zaak ook eenvoudig voor die spoelen die met één klem geaard zijn; de aardcapaciteit kan hierbij worden opgevat als een capaciteit tussen de andere klem en aarde en kan dus in de beschouwing van geval (1) worden verdisconteerd. Voor die spoelen welke aan geen der beide klemmen zijn geaard, is eenzelfde methode toegepast als o.a. in de hoogfrequent-meettechniek gebruikelijk is: de spoel is geplaatst in een afscherming, welke met een der spoelklemmen is verbonden (*fig. 19*). De parasitaire capaciteit C_1 tussen spoel en afscherming kan worden beschouwd als een gedeelte van de eigen capaciteit van de spoel, dat is weer geval (1). De capaciteit C_2 tussen de afscherming en aarde kan men zich geconcentreerd denken aan de klem waarmee de afscherming verbonden is, deze behoort dus tot de categorie (3).

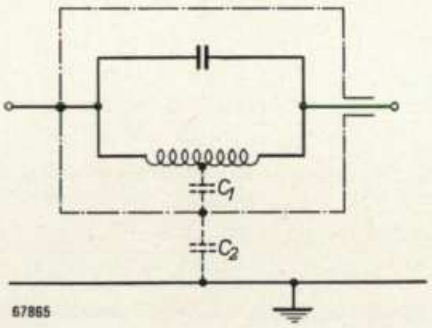


Fig. 19. Voor het onschadelijk maken van de parasitaire capaciteit tussen een spoel en aarde plaatst men de spoel, als deze in het schema aan geen der beide klemmen is geaard, in een afscherming die aan een der klemmen wordt verbonden.

Uitvoering van het filter [12])

De samenvoeging van de drie filternetwerken met de tussenliggende versterkertrappen en weerstandsnetwerken is weergegeven in *fig. 20*.

De versterkertrappen zijn identiek. Elke trap bevat twee buizen EF 91 parallel, in een schakeling met tegenkoppeling. Het gevolg is, dat de versterking slechts $\frac{1}{2}$ dB vermindert als één buis defect raakt. De dempingskarakteristiek (fig. 15) schuift dan in haar geheel $\frac{1}{2}$ dB omhoog.

Het weerstandsnetwerk *I* is aangebracht omdat zowel het pilootstopfilter als het halve doorschakelfilter zijn berekend op basis van afsluiting met zuiver ohmse weerstanden. Hetzelfde motief geldt voor het weerstandsnetwerk *II* (de uitgangstransformator van de voorafgaande versterker heeft geen zuiver ohmse weerstand). Het weerstandsnetwerk *III* is variabel en kan gebruikt worden om de totale versterking ca 5 dB te regelen.

De dempingskarakteristiek verandert enigszins onder invloed van temperatuurvariaties. Verwar-

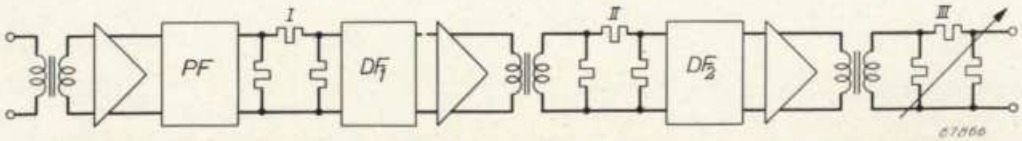


Fig. 20. Schakeling van het volledige supergroepdoorschakelfilter. Het apparaat bevat, behalve de twee halve doorschakelfilters DF_1 en DF_2 en het pilootstopfilter *PF*, ook drie versterkers en drie weerstandsnetwerken (*I*, *II*, *III*). Dank zij de versterkers kan de tussenschakeldemping van het gehele filter desgewenst ook negatief worden gemaakt. Op deze wijze wordt voldaan aan een eis die we in de eerder gegeven specificatie nog niet hebben genoemd, nl. dat de tussenschakeldemping moet kunnen worden geregeld op 5 ($\pm$ 0,5) dB of op 0 ($\pm$0,5) dB.

[11]) De in fig. 14*b* voorkomende spoel die hierop een uitzondering schijnt te vormen, is in werkelijkheid op te vatten als een benaderende realisatie van een negatieve capaciteit, welke theoretisch op die plaats nodig was.

[12]) De constructieve uitwerking van het apparaat, dat in het Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven werd ontworpen, is te danken aan Dr Latimer alsmede aan de heren Jackson en Snelling van het Laboratorium der Mullard Electronic Products Ltd, Londen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

ming van 10 °C tot 40 °C veroorzaakt in een bepaald smal gebied binnen de doorlaatband een dempingsvariatie van ongeveer 0,5 dB, waardoor dus de limiet van $\pm$ 0,125 dB, die aan optredende dempingsverschillen binnen een groep is gesteld, zou worden overschreden. Dit is verholpen door gebruik van een eenvoudige thermostaat, waarin de filternetwerken zijn ondergebracht en waarin de temperatuur constant blijft op 45 $\pm$ 2 °C.

Een andere bijzonderheid die waard is hier te worden vermeld, is de alarmering. Bij lijntelefonie-apparatuur is het gebruikelijk voorzieningen te treffen opdat, als een apparaat in het ongerede geraakt of dreigt te geraken, een hiermee corresponderend alarmlampje gaat branden. Vooral het achteruitgaan van de steilheid van elk der talloze versterkbuizen in een station moet op deze wijze worden gesignaleerd. Bij de versterkbuizen die in het hier besproken supergroepdoorschakelfilter aanwezig zijn, wordt een steilheidsvermindering van een der buizen merkbaar doordat haar schermroosterspanning oploopt. Op dit criterium is de alarminrichting gebaseerd. De schermroosters van alle buizen van een filter zijn via seleniumventielen verbonden aan het stuurrooster van een alarmeringsbuis (*fig. 21*). Dit rooster neemt derhalve de potentiaal aan van het schermrooster van de buis die de kleinste steilheid heeft. Zodra deze potentiaal een vastgestelde limiet overschrijdt, wordt door een relais, bekrachtigd door de anodestroom van de alarmeringsbuis, het bij dit filter behorende alarmeringslampje ontstoken; het personeel kan dan door individuele meting de slechte buis uitzoeken en vervangen.

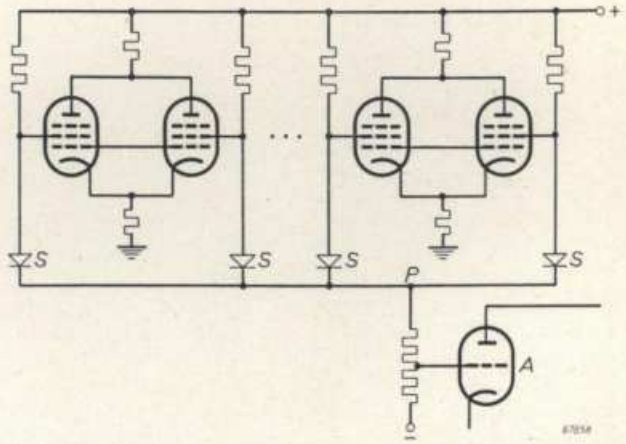


Fig. 21. Alarmeringschakeling. De schermroosters van alle versterkbuizen zijn via seleniumventielen *S* verbonden met het rooster van een alarmeringsbuis *A*. Loopt de steilheid van een der buizen terug, dan neemt de schermroosterspanning van die buis toe, de potentiaal van punt *P* stijgt en de buis *A* doet via een relais een alarmlampje ontsteken.

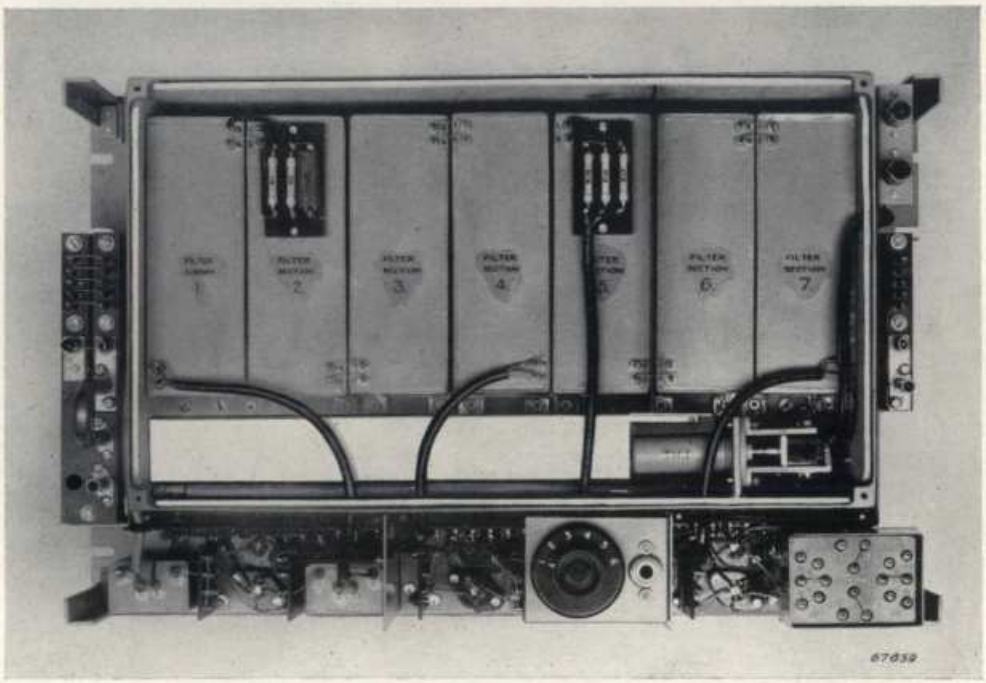


Fig. 22. Het supergroepdoorschakelfilter, na verwijdering van stofkap en thermostaatdeksel. De filternetwerken, opgebouwd volgens de voor het vroeger beschreven 48-kanalensysteem (zie noot [2]) ontwikkelde techniek, zijn ondergebracht in de zeven dozen. Daaronder ziet men het verhittingselement van de thermostaat en hieronder weer de versterkers, transformatoren en weerstandsnetwerken. Geheel rechts onderaan het variabele weerstandsnetwerk (*III* in fig. 20); verschillende verzwakkingen kunnen worden ingesteld door verleggen van soldeerverbindingen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Tot slot tonen *fig. 22* en *23* het complete filter, met en zonder stofkap. Enkele bijzonderheden die op deze figuren te zien zijn, worden in het onderschrift vermeld.

67348

Fig. 23. Vooraanzicht van het supergroepdoorschakelfilter. Rechts boven twee contrôlelampjes voor de thermostaat. Is het verhittingselement hiervan ingeschakeld, dan brandt het ene lampje; is het uitgeschakeld, het andere. Aan de klink onderaan kan de schermroosterstroom van elke versterkbuis worden gemeten, met de schakelaar er naast kiest men de te meten buis.

Samenvatting. Bij systemen voor draaggolftelefonie op coaxiale kabels kunnen 600 of 960 (of eventueel nog meer) gelijktijdig te voeren gesprekken tussen twee stations via één geleiderpaar worden overgebracht. Deze gesprekken worden gebundeld in groepen, elk van 12 gesprekken, en in supergroepen, elk van 5 groepen. Om het aantal beschikbare gesprekkanalen tussen twee willekeurige centra in een interlocaal net aan te passen aan de behoefte, moeten in een station een of meer groepen of supergroepen van een coaxiale kabel kunnen worden doorgeschakeld. In sommige gevallen zal men zelfs alle kanalen moeten doorschakelen op één enkele supergroep (of groep) na. Hiervoor is steeds een demodulatie van alle supergroepen tot hun „basispositie", d.i. het frequentiegebied 312-552 kHz, noodzakelijk. Nog verdere demodulatie (en daarmee een grote hoeveelheid apparatuur) kan men zich besparen als men beschikt over een filter dat het genoemde frequentiegebied als doorlaatgebied heeft en welks dempingskromme in hoge mate de ideale filterkarakteristiek benadert. Na een nadere specificatie van de eisen die aan zulk een „supergroepdoorschakelfilter" worden gesteld, wordt een beschrijving gegeven van een dergelijk filter, dat is samengesteld met behulp van spoelen met Ferroxcube-kern en van micacondensatoren. Dank zij de zeer geringe verliezen dezer elementen, en dank zij de toepassing van de zg. frequentieparametermethode bij de berekening van het filter, kon bij redelijke afmetingen aan alle eisen worden voldaan, terwijl dit bij gebruik van kwartskristallen als filterelementen tot nog toe niet goed mogelijk was gebleken, ten gevolge van dempingspieken, die in het doorlaatgebied worden veroorzaakt door ongewenste kristalresonanties. Het ontworpen supergroepdoorschakelfilter is opgebouwd uit twee identieke banddoorlatende filters en een aanvullend zogenaamd pilootstopfilter, gescheiden door versterkingstrappen en weerstandsnetwerken. Variatie van de dempingskromme door temperatuurschommelingen wordt vermeden door de filters in een thermostaat te plaatsen. Een eenvoudige alarmeringsinrichting, die in werking treedt als een der versterkbuizen in steilheid achteruit gaat, completeert het apparaat.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

BOEKBESPREKING

Toepassing van de electronenbuis in radio-ontvangtoestellen en versterkers. Boek 2. L.F. versterking, eindversterking en voeding, door B. G. Dammers, J. Haantjes, J. Otte en H. van Suchtelen, 452 blz., 343 figuren. — Philips Technische Bibliotheek (Deel V van de reeks over Electronenbuizen) — N.V. Meulenhoff en Co., Amsterdam 1951.

Het eerste deel van bovengenoemd werk[1]) behandelde H.F. en M.F. versterking, menging en detectie. Het thans verschenen tweede deel behandelt L.F. versterking, eindversterking en voeding. Een derde deel wordt in uitzicht gesteld, waarin de overige belangrijke onderwerpen die op de toepassing van de electronenbuis in ontvangers en versterkers betrekking hebben, zullen worden besproken.

Het tweede deel is een waardig vervolg op het eerste; de auteurs stellen hun rijke ervaring op uitvoerige wijze ter beschikking van ieder die met ontvangers en versterkers in de ruimste zin te maken heeft. Vrijwel ieder aspect van het gebruik van de electronenbuis, voorzover het met de behandelde onderwerpen samenhangt, wordt op degelijke wijze in al zijn bijzonderheden beschouwd. Talrijke rekenvoorbeelden geven een sprekende illustratie van de behandelde stof.

Het boek is in drie hoofdstukken verdeeld: L.F. versterking, de eindtrap en de voeding. Van de L.F. versterking worden achtereenvolgens besproken: L.F. versterkschakelingen, omkeertrappen, de frequentiekarakteristiek, de berekening van de L.F. transformator en de niet-lineaire vervorming. Bij de eindtrap komen achtereenvolgens ter sprake: de verschillende instellingen (klasse A, klasse B, klasse AB, vergelijking dezer verschillende instellingen en het onderzoek met een dubbeltoon), de vervorming, het gedrag bij complexe belasting, afwijking van normale buisinstellingen en overbelastingsverschijnselen. Het hoofdstuk over de voeding behandelt de gloeistroomvoeding, gelijkrichtschakelingen, berekening van anodespanningsgelijkrichters en schakelingen voor het stabiliseren van voedingspanningen. Ten gerieve van hen die op bepaalde onderdelen nog dieper wensen in te gaan, is aan ieder hoofdstuk een literatuurlijst toegevoegd.

Dit boek zal voor velen een uitstekende vraagbaak blijken te zijn, die zelden of nooit teleurstelt. Menigeen zal niet hebben vermoed, dat er over de hier behandelde onderwerpen zoveel te zeggen valt. Vooral het hoofdstuk over de eindtrap is zeer uitvoerig; het beslaat meer dan de helft van het boek en geeft een wijze van behandeling zoals men elders tevergeefs zoekt. In het bijzonder moge hier gewezen worden op de beschouwingen betreffende de dubbeltoon.

De duidelijke, uitvoerige wijze van behandeling maakt, dat het boek prettig, zonder onnodige inspanning kan worden gelezen. Deze uitvoerigheid zou voor de nog niet ingewijde in deze materie misschien wel eens een schaduwzijde kunnen hebben, doordat hij door de vele bomen het bos niet meer ziet. Doch een duidelijke, logische indeling zorgt, dat men de grote lijn niet uit het oog behoeft te verliezen.

Niettegenstaande de uitvoerige behandeling is de tegenkoppeling, die bij L.F. versterkers van zo groot belang is, niet besproken, doch bewaard voor het derde deel. Men kan van mening zijn, dat het wenselijker ware geweest, alle problemen die zich bij L.F. versterking voordoen bijeen te plaatsen; dat zou het naslaan gemakkelijker en eenvoudiger hebben gemaakt. Doch bij een even degelijke en grondige behandeling als in het thans gebodene plaats vindt, zou de omvang van dit deel te groot zijn geworden, indien ook de tegenkoppeling nog was toegevoegd. Met belangstelling zal dan ook het verschijnen van het derde deel, dat een noodzakelijke aanvulling van deel 2 zal vormen, worden tegemoet gezien.

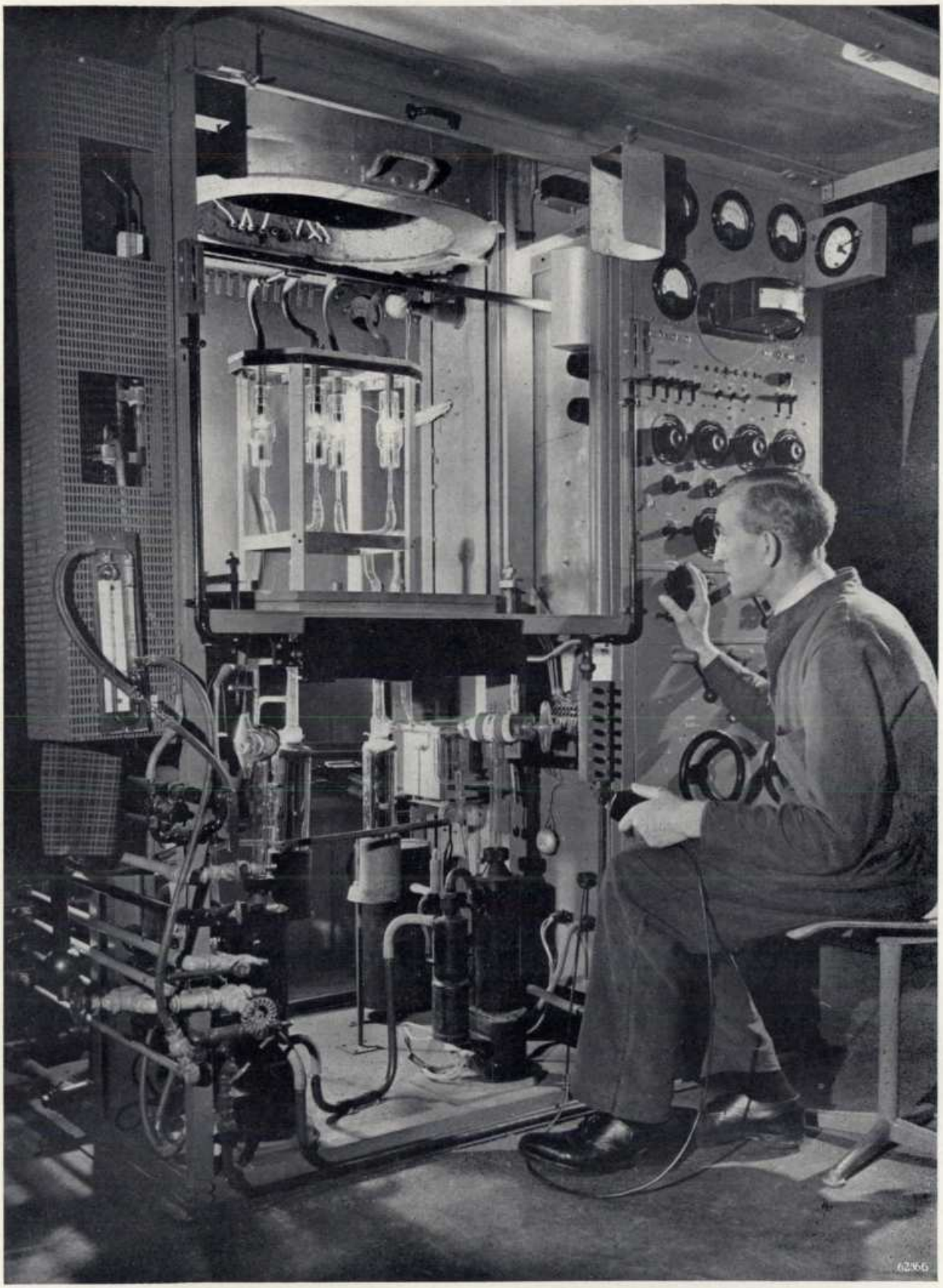
TH. J. WEIJERS.

[1]) Besproken in dit tijdschrift **10**, 223, 1948.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

HET POMPEN VAN RÖNTGENBUIZEN



Op dit pompstel worden vier röntgenbuizen (diagnostiekbuizen voor 110 kV van het type „Statix") tegelijkertijd gepompt. De oven met elliptische doorsnede, die men boven de buizen ziet hangen, kan omlaag worden getrokken, om de buizen voor het ontgassen op temperatuur te brengen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

OVERZICHT VAN RECENTE WETENSCHAPPELIJKE PUBLICATIES DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

Van deze publicaties, voor zover niet met een sterretje * gemerkt, verstrekt de Administratie van het Natuurkundig Laboratorium, Kastanjelaan, Eindhoven, op aanvrage overdrukken.

1938 : H. O. Huisman: Investigations in the vitamin-A series, I. A new synthesis of vitamin-A acid and vitamin-A (Rec. Trav. chim. Pays-Bas **69**, 851-857, 1950, No. 6).

Beschrijving van de chemische en physische eigenschappen van β-ionylideen-acetaldehyde, het belangrijke tussenproduct bij de synthese van vitamine A. Verder wordt een nieuwe synthese van vitamine A-zuur en van vitamine A beschreven, die uitgaat van de bovengenoemde verbinding.

1939*: W. Elenbaas, J. Funke, Th. Hehenkamp, L. C. Kalff, A. A. Kruithof, J. L. Ouweltjes, L. M. C. Touw, D. Vermeulen, R. van der Veen: Fluorescentieverlichting (onder redactie van Prof. Dr. C. Zwikker), Meulenhoff, Amsterdam 1950 (262 pp., 173 fig.).

Zie de aankondiging van dit boek in Philips techn. T. **12**, 369, 1950 (No. 12).

1940 : B. D. H. Tellegen: De krachten tussen twee stroomgeleiders (T. Ned. Radiog. **15**, 157-161, 1950, No. 4/5).

De krachten tussen twee stroomgeleiders kunnen worden opgevat als de resultante van denkbeeldige aantrekkingskrachten en koppels die de stroomelementen op elkaar uitoefenen. De krachten zijn evenredig met het scalaire product van de stroomelementen gedeeld door het kwadraat van hun afstand, de koppels met het vectorproduct van de stroomelementen gedeeld door hun afstand.

1941 : J. H. van Santen en G. H. Jonker: Electrical conductivity of ferromagnetic compounds of manganese with perovskite structure (Physica **16**, 599-600, 1950, No. 7/8).

Resultaten van metingen van het electrisch geleidingsvermogen ϱ van polykristallijne keramische producten welke reeds eerder werden bestudeerd (zie No. **1932**). Voor $(La_{1-x}Sr_x)MnO_3$ wordt $\log \varrho$ als functie van $1/T$ grafisch voorgesteld met x als parameter en $\log \varrho$ als functie van x bij $T = 100$ °K. De krommen laten opmerkelijke overeenstemming zien met het gedrag van de Curie-temperatuur en de verzadigingsmagnetisatie als functie van de samenstelling. Soortgelijke metingen werden verricht met systemen waarin Sr vervangen was door Ca of Ba.

1942 : F. de Boer, J. H. van Santen en E. J. W. Verwey: The electrostatic contribution to the lattice energy of some ordered spinels (J. chem. Phys. **18**, 1032-1034, 1950, No. 8).

Berekening van de electrostatische bijdrage tot de roosterenergie van enkele geordende spinellen. Waarschijnlijk gemaakt wordt, dat ook in het geval van bepaalde spinellen die geen ordening op lange afstand vertonen, een aanzienlijke ordening op korte afstand te verwachten is. Dientengevolge vertoont de roosterenergie van „geïnverteerde" spinellen, die verschillende ionen op octaëderplaatsen hebben, een toeneming vergeleken met „normale" spinellen, die slechts één soort ionen op octaëderplaatsen bevatten.

1943*: E. J. W. Verwey: The role of the electric double layer in the behaviour of lyophobic colloids (Colloid chemistry — theoretical and applied, Vol. **7**, Reinhold Publ. Corp., New York 1950; p. 47-66).

Bespreking van de eigenschappen van de electrische dubbellaag van colloïdale deeltjes en van de invloed van deze laag op de wisselwerking van deze deeltjes (zie deze overzichten No's **1730**, **1769***, **1916**).

1944*: H. B. G. Casimir: De invloed van magnetische en electrische eigenschappen der atoomkernen op de energieniveaux van atomen en moleculen (Ned. T. Natuurk. **16**, 198-206, 1950, No. 9).

Samenvattende symposiumvoordracht, waarin achtereenvolgens ter sprake komen de invloed van de uitgebreidheid van de kern (isotopie-effect), de invloed van het magnetisch dipoolmoment en de invloed van het electrisch quadrupoolmoment op de spectra van atomen en moleculen.

R 141: A. van Weel: A comparison of the bandwidths of resonant transmission lines and lumped *LC* circuits (Philips Res. Rep. **5**, 241-249, 1950, No. 4).

Bij het ontwerpen van resonantiekringen voor zeer hoge frequenties maakt men gebruik òf van *LC*-kringen met afzonderlijke elementen òf van transmissielijnen van $\frac{1}{4}\lambda$, $\frac{1}{2}\lambda$ of $\frac{3}{4}\lambda$. De met diverse typen kringen te verkrijgen bandbreedte wordt berekend; zij blijkt af te hangen van het product

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

$\omega_0 Z_0 C$ (ω_0 resonantiefrequentie, Z_0 karakteristieke impedantie, C eindcapaciteit). De bandbreedte van als afstemelementen gebruikte transmissielijnen is altijd kleiner dan die van LC-kringen; hoe langer de lijn, des te kleiner is de bandbreedte. Voor een kortgesloten $\frac{3}{4}\lambda$-lijn bedraagt het verschil met een LC-kring minstens een factor 4. De bandbreedte van $\frac{1}{2}\lambda$- en $\frac{3}{4}\lambda$-lijnen kan worden vergroot door op bepaalde punten langs de lijn discontinuïteiten in de karakteristieke impedantie aan te brengen. Op deze wijze kan de bandbreedte even groot gemaakt worden als die van een $\frac{1}{4}\lambda$-lijn. Van deze verschijnselen wordt ook een qualitatieve verklaring gegeven, die evenzo voor trilholten geldt.

R 142: W. Ch. van Geel en A. J. Dekker: Etude sur les condensateurs électrolytiques à courant alternatif (Philips Res. Rep. **5**, 250-261, 1950, No. 4).

Dit artikel behandelt electrolytische condensatoren voor wisselspanning, bestaande uit twee aluminiumplaten, elk bedekt met een oxydelaag en geplaatst in een electrolyt. De eigenschappen van dit systeem worden bestudeerd, waarbij speciale aandacht wordt gewijd aan het potentiaalverschil tussen het electrolyt en de platen.

R 143: H. Dormont: Etude rhéographique des champs laplaciens à structure hélicoïdale (Philips Res. Rep. **5**, 262-269, 1950, No. 4).

Er worden twee verschillende methoden aangegeven om, met behulp van een electrolytische trog, aequipotentiaaloppervlakken van een systeem van schroefvormig gewonden geleiders te bepalen.

R 144: F. L. H. M. Stumpers: On a first-passage-time problem (Philips Res. Rep. **5**, 270-281, 1950, No. 4).

Een condensator, met een weerstand parallel, wordt door een aantal even grote impulsen, die in de tijd volgens het toeval zijn verdeeld, geladen tot een gemiddelde spanning E_0. Gevraagd wordt naar de waarschijnlijkheid dat, als $E = E_0$ voor $t = t_0$, de spanning op $t = t_1 > t_0$ de waarde E_1 niet zal hebben overschreden. Dit probleem wordt opgelost *a*) met de vergelijking van Fokker en Planck en *b*) met behulp van een door Schrödinger aangegeven integraalvergelijking.

R 145: J. H. van Santen: Order-disorder for Coulomb forces (Philips Res. Rep. **5**, 282-287, 1950, No. 4).

Volgens de theorie van de ordeningsverschijnselen die gebaseerd is op wisselwerking tussen naaste buren, blijft boven een zekere kritische temperatuur, waarbij de ordening op lange afstand wordt verstoord, slechts een ordening op korte afstand over. Uit experimentele gegevens (smeltverschijnselen en ordeningsverschijnselen in ferrieten) wordt geconcludeerd, dat in het geval van Coulomb-wisselwerking boven de kritische temperatuur een grotere ordening op korte afstanden blijft bestaan en dientengevolge een grotere ordeningsenergie aanwezig is. Met behulp van de benadering van Van der Waerden voor lage temperaturen wordt waarschijnlijk gemaakt dat, voor een gelijk energieverschil tussen de geordende en de ongeordende toestand, in het geval van Coulomb-wisselwerking de ordening op lange afstand gemakkelijker wordt verstoord dan in het geval van nabuurwisselwerking.

R 146: W. Nijenhuis: Impedance synthesis distributing available loss in the reactance elements (Philips Res. Rep. **5**, 288-302, 1950, No. 4).

Behandeling van de synthese van tweepolige impedanties waarin de elementen maximale verliezen vertonen. Dank zij een opmerking van Bott en Duffin kan men hierbij bepaalde moeilijkheden, ten gevolge van het optreden van wederkerige inducties, ontgaan. Er wordt een uitbreiding gegeven, waarbij de verliezen in spoelen ten gevolge van huideffect en/of van wervelstromen worden nagebootst. Ten slotte wordt een getallenvoorbeeld uitgewerkt.

R 147: A. J. Dekker en W. Ch. van Geel: Les propriétés redresseuses du système Al-Al_2O_3-électrolyte soumis à une tension alternative (Philips Res. Rep. **5**, 303-314, 1950, No. 4).

Het systeem Al-Al_2O_3-electrolyt is een gelijkrichter voor wisselstroom. Het artikel behandelt de stroom-spanning-karakteristiek van dit systeem, voornamelijk in de richting van goede doorlating. Een eenvoudige proef bewijst dat er een groot verschil is tussen het statische en het dynamische gedrag. Er wordt een methode aangegeven om de dynamische karakteristiek te bepalen zonder dat men gestoord wordt door de capacitieve stroom ten gevolge van de capaciteit van het systeem. Daarbij blijkt dat de dynamische karakteristiek een lus vertoont. Enkele bijzonderheden van deze lus worden nader bekeken.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!